



Technische Universität Ilmenau

**Realisierung der Steuerungs-/Regelungsalgorithmen  
mittels FPGA für ein hochauflösendes und schnelles  
Rasterkraftmikroskop mit aktivem Cantilever**

**Dissertation zur Erlangung des  
akademischen Grades Doktor-Ingenieur (Dr.-Ing.)  
der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik  
der Technischen Universität Ilmenau**

**vorgelegt von**

**Dipl.-Ing. Ahmad Ahmad**

1. Gutachter: Univ.-Prof. Dr.- Ing. habil. Ivo W. Rangelow (Betreuer)  
Technische Universität Ilmenau
2. Gutachter: Prof. Dr.- Ing. Stefanie Gutschmidt  
University of Canterbury, Christchurch, Neuseeland
3. Gutachter: Prof. Dr. Sc. Teodor Gotszalk  
Wroclaw University of Technology, Polen

Tag der Einreichung: 13.06.2017

Tag der wissenschaftlichen Aussprache: 05.12.2017

## **Vorwort**

*Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als Doktorand und als Wissenschaftlicher Mitarbeiter im Fachgebiet Mikro- und Nanoelektronische Systeme an der TU Ilmenau.*

*Zunächst möchte ich meinen herzlichen Dank Herrn Prof. I. W. Rangelow aussprechen, dem Leiter des Fachgebiets Mikro- und Nanoelektronische Systeme, der mir sein Vertrauen entgegenbrachte und mir die Gelegenheit gab, in seiner Arbeitsgruppe meine Arbeit durchzuführen. Die Hilfsbereitschaft bei wissenschaftlichen und unwissenschaftlichen Problemen und die zahlreichen Gespräche auf intellektueller und persönlicher Ebene werden mir immer als bereichernder und konstruktiver Austausch in Erinnerung bleiben. Ich habe unsere Dialoge stets als Ermutigung und Motivation empfunden.*

*Bei Herrn Prof. Dr. Sc. Teodor Gotszalk und Frau. Prof. Dr.-Ing. Stefanie Gutschmidt bedanke ich mich für ihre Bereitschaft zur Begutachtung der Arbeit.*

*Für die angenehme und freundliche Arbeitsatmosphäre und die stets vorhandene Hilfsbereitschaft bedanke ich mich bei allen Mitarbeitern des Fachgebiets Mikro- und Nanoelektronische Systeme. Mein ganz besonderer Dank gilt Herrn Dipl. Inf. A. Reum, Herrn M.Sc. M. Klukowski, Herrn M. Sc. T. Angelov, Herrn Dr. E. Guliyev, Herrn Dr. T. Ivanov und Herrn Dr. J. Zöllner für die gute wissenschaftliche Zusammenarbeit.*

*Ganz besonders herzlich bedanke ich mich bei meiner Frau und unseren Kindern, die mit Verständnis, Geduld und Unterstützung sehr viel zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben.*

## Kurzfassung

Die Entwicklungen des Rasterkraftmikroskops (AFM: atomic force microscope) betrafen alle seine Komponenten, angefangen von Kraftsensoren, Regelungstechniken, Materialien, und Ausrüstung bis zu den Betriebsmoden. Die meisten dieser Entwicklungen haben das Ziel, die Auflösung des AFM zu verbessern und seine Geschwindigkeit zu erhöhen.

Meine Doktorarbeit versucht, zur Entwicklung der Rasterkraftmikroskopie dadurch beizutragen, dass neue Steuerungs- und Regelungsmethoden für das AFM-System mit dem selbstaktuierten piezoresistiven Cantilever (Aktiver Cantilever) als Kraftsensor entworfen und auf Basis der „Field Programmable Gate Array“ (FPGA) implementiert werden.

In dieser Arbeit wird die Performanz des AFM-Systems mit aktivem Cantilever in der „Geschwindigkeit-Auflösung-Ebene“ verbessert. Dafür werden digitale Regelungs- und Steuerungsalgorithmen mit hohem Durchsatz für das AFM-System entworfen und auf FPGA implementiert.

Eine Methode wird im Rahmen dieser Arbeit für die automatische Annäherung der Sonde in Richtung der Oberfläche der Probe in einer sehr schnellen und sicheren Art und Weise entwickelt. Die schnelle Annäherung führt zu Verbesserung der AFM-Produktivität besonders bei den Anwendungen, die eine Wiederholung des Annäherungsprozesses während der gleichen Sitzung erfordern (step and image).

Rückkoppelungsregelung und Vorwärtsregelung auf Basis eines FPGA werden untersucht, entworfen und implementiert, um die Auswirkungen der Hysterese und Vibrationen des Scanners (Positioniersystem) zu kompensieren. Es wird gezeigt, dass sich durch die Normierung der Hysterese-Kurven die Komplexität des Hysterese-Modells und dadurch des inversen Modells der Hysterese stark reduzieren lässt. Ein neues alternatives Verfahren zur Charakterisierung der Hysterese mittels des AFM-Amplitudenbilds wird erläutert. Der Scanner wird als lineares System höherer Ordnung betrachtet und identifiziert. Ein digitaler Kompensator wird zum Unterdrücken der Scanner-Vibration entwickelt und im FPGA implementiert.

Die Scan-Trajektorie in den XY-Richtungen hat einen signifikanten Einfluss auf die Wahl der Steuerungsarchitektur und die erreichbare Scan-Geschwindigkeit. Dafür werden verschiedene Methoden („Input-Shaper“, sinusförmiges und spirales Scannen) in dieser Arbeit implementiert. Zusätzlich werden eine nichtlineare Erfassungsmethode des AFM-Bildes und eine Phasenkorrektur verwendet, um die Verzerrung des AFM-Bildes aufgrund der nicht-linearen Scansignale zu vermeiden.

In dieser Arbeit wird eine neue Struktur des digitalen Lock-In entwickelt, der die Amplitude und Phase der Cantilever-Schwingung sehr schnell ermitteln kann. Die Detektionszeit ist kleiner als eine Schwingungsperiode.

Die Regelung für ein „Z-Scanner-lose -AFM“ wird entworfen und auf FPGA implementiert. In diesem System wird der TMA (Thermomechanischer Aktuator) des aktiven Cantilevers anstatt des Z-Piezoaktuator verwendet, um die Topographie der gescannten Oberfläche zu verfolgen. Dieses Prinzip wird ausgenutzt, um ein AFM-System mit einem aktiven Cantilever-Array (4 Cantilever) zum parallelen Scannen einer großen Oberfläche (0.5mm x 0.2mm) zu entwickeln. Als effektive Scan-Geschwindigkeit werden 5,6 mm/s erreicht.

Im Rahmen dieser Arbeit wird eine neuartige adaptive Variante zur Erhöhung der Scangeschwindigkeit entwickelt. Diese Methode verhindert ebenfalls effektiv das Sättigungsproblem, das beim Scannen der Oberflächen-Topographien mit hohem Aspekt-Verhältnis entsteht. Verglichen mit einem Standard-Regler ermöglicht der adaptive Regler eine deutlich höhere Stufenauflösung bei vergleichbaren Scanraten. Daher wird das Scannen vier- bis sechsmal schneller bei gleicher Abbildungsqualität. Beim Scannen mit einer kleinen Kraft gibt es sogar eine bis zu 17-fache Verbesserung.

## Abstract

The developments relating to the atomic force microscope (AFM) involved all its components, from the force sensors, control techniques, materials and equipment to its operating modes. The majority of these developments have the aim of improving the resolution of the AFM and enhancing its speed.

My doctoral thesis endeavours to contribute to the development of atomic force microscopy by designing new control methods for the AFM system with the self-actuating piezoresistive cantilever (active cantilever) as a force sensor and implementing them based on the “Field Programmable Gate Array” (FPGA).

In this thesis, the performance of the AFM system with active cantilever is improved in the “speed-resolution plane”. Digital open-loop and closed-loop control algorithms with high throughput are designed for the AFM system and implemented on the FPGA.

During the course of this doctoral thesis, a method is designed for the automatic approach of the probe towards the surface of the sample in a very fast and safe manner. A rapid approach leads to improved AFM productivity particularly with applications that the approach process to be repeated within the same session (step and image).

The thesis studies, develops and implements open-loop and closed-loop control based on an FPGA to compensate for the effects of the hysteresis and vibrations of the scanner (positioning system). It shows that normalisation of the hysteresis curves allows the complexity of the hysteresis model and thus the inverse model of the hysteresis to be significantly reduced. A new alternative method for characterization of the hysteresis by means of the AFM amplitude image is explained. The scanner is viewed and identified as a higher-order linear system. A digital compensator is developed to suppress scanner vibration and is implemented in the FPGA.

The scan trajectory in the XY direction has a significant influence on the choice of the control architecture and the achievable scan speed. Various methods (“Input Shaper“, sinusoidal and spiral scanning) are implemented in this thesis to achieve this. In addition, a non-linear method for recording the AFM image and phase correction are used to avoid the distortion of the AFM image due to the non-linear scan signals.

This thesis develops a new digital lock-In structure, which can very rapidly detect the amplitude and phase of the cantilever oscillation. The detection time is less than one oscillation period.

The control for a “Z scanner-less AFM” are developed and implemented on the FPGA. This system uses the TMA (Thermomechanical Actuator) of the active cantilever instead of the Z-piezo actuator to track the topography of the scanned surface. This principle is used to develop an AFM system with an active cantilever array (4 cantilevers) for the parallel scanning of a large surface (0.5 mm x 0.2 mm). 5.6 mm/s are arrived at as the effective scanning speed.

This thesis also develops an innovative adaptive version for increasing scanning speed. This method also effectively prevents the saturation problem, which occurs when scanning the surface topographies with a high aspect ratio. Compared to a standard controller, the adaptive controller allows a much higher step resolution of at comparable scan rates. Therefore, the scanning becomes four to six times faster with the same image quality. When scanning with a small force, there is even an up to 17-fold improvement.



# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung .....</b>	<b>1</b>
1.1	Motivation .....	1
1.2	Stand der Technik und der Forschung.....	3
1.3	Ziele und Inhalt dieser Arbeit.....	7
<b>2</b>	<b>Grundlagen .....</b>	<b>10</b>
2.1	Betriebsmodi des Rasterkraftmikroskops (AFM) .....	10
2.2	Selbstaktuierter piezoresistiver Cantilever (Aktiver Cantilever) .....	12
2.3	Amplitudenmodulationsmodus des Rasterkraftmikroskops (AM-AFM) .....	15
2.3.1	Funktionsprinzipien des AM-AFM .....	15
2.3.2	Bistabile Zustände des AM-AFM .....	16
2.3.3	Geschwindigkeitsbegrenzungen des AM-AFM-Systems .....	20
2.4	Implementierung der AFM-Kontrollalgorithmen auf FPGA .....	22
2.4.1	Field Programmable Gate Array (FPGA) .....	22
2.4.2	Xilinx System Generator .....	23
2.4.3	Hardware Co-Simulation.....	23
2.4.4	Festkommazahl für Implementierung der Algorithmen .....	24
2.4.5	Entwurf-Verfahren der FPGA-basierten Kontrollmodelle für das AFM .....	24
<b>3</b>	<b>Entwurf und Implementierung von IIR-Filtern mit hohem Durchsatz.....</b>	<b>28</b>
3.1	Einleitung für IIR-Filter .....	28
3.2	Pipeline-Doppelrate-Struktur für die IIR-Filter mit hohem Durchsatz .....	30
3.3	IIR-Notchfilter mit hohem Durchsatz .....	36
3.4	Digitaler PID-Regler mit hohem Durchsatz .....	38
<b>4</b>	<b>Annäherung der Spitze an die Probenoberfläche (Approaching) .....</b>	<b>42</b>
4.1	Traditioneller Annäherungsalgorithmus .....	42
4.2	Schneller, vollautomatischer Annäherungsalgorithmus.....	43
<b>5</b>	<b>Regelung/Steuerung des AFM in den lateralen Richtungen .....</b>	<b>46</b>
5.1	Hysteres-Kompensator .....	46
5.1.1	Hysteres-Abhängigkeit der DC- Komponente (Mittelposition) .....	47
5.1.2	Hysteres-Abhängigkeit des Scanbereichs.....	49
5.1.3	Inverses Modell der Scanner-Hysteres .....	50
5.1.4	Zusammenfassung der Vorwärtsregelung .....	55
5.1.5	Validierungsexperimente des implementierten inversen Hysteres-Modells .....	56
5.1.6	AFM-Bildbasierte Charakterisierung der Hysteres .....	59

5.1.7	Feedback-Regler als Hysterese-Kompensator.....	62
5.1.8	Validierungsexperimente des implementierten Feedback-Reglers .....	63
5.1.9	Vergleich zwischen Vorwärts- und Rückkoppelungsregelung .....	65
5.2	Dämpfung der Scanner-Vibrationen .....	67
5.2.1	Modellierung und Identifizierung des Scanners als System höherer Ordnung ....	67
5.2.2	„Feedforward“ für Dämpfung der Vibrationen des Scanners .....	72
5.2.3	Realisierung und Implementierung des Kompensators.....	73
5.3	Scan-Trajektorie .....	77
5.3.1	Modifizieren der Scan-Trajektorie mittels „Input-Shaper“ .....	78
5.3.2	Sinusförmige Scan-Trajektorie .....	82
5.3.3	Spiral-Scannen .....	85
5.3.4	Scan-Rotation in der XY-Ebene.....	89
5.3.5	FPGA-basierter Scan-Trajektorien-Generator .....	90
<b>6</b>	<b>Regelung/Steuerung des AFM in der vertikalen Richtung .....</b>	<b>92</b>
6.1	Schneller Lock-In für den dynamischen Modus der Rasterkraftmikroskopie .....	93
6.1.1	Das Arbeitsprinzip des Lock-In-Verstärkers.....	94
6.1.2	Charakterisierung des Lock-Ins .....	96
6.1.3	Geschwindigkeit des Lock-Ins .....	97
6.1.4	Erhöhung der Lock-In-Geschwindigkeit.....	99
6.1.5	Demodulation des Signals vom aktiven Cantilever mittels des Lock-Ins.....	103
6.1.6	Schneller Lock-In für den aktiven Cantilever .....	105
6.1.7	Validierung des schnellen Lock-Ins:.....	107
6.1.8	Cross-Talk-Problem .....	109
6.1.9	Lock-In Implementierung auf FPGA .....	116
6.2	Rückkopplungsschleifen des AFM-Systems in der Z-Richtung .....	118
6.2.1	Ersatzübertragungsfunktion der Z-Scanner-Rückkopplungsschleife.....	119
6.2.2	Ersatzübertragungsfunktion der geschlossenen AFM-Schleife .....	122
6.2.3	Theoretische Erreichbare Scan-Geschwindigkeit .....	124
6.2.4	Validierung der Rückkopplungsschleifen des AFM in der Z-Richtung.....	126
<b>7</b>	<b>Regelung/Steuerung eines AFM-Systems mit Cantilever-Array .....</b>	<b>129</b>
7.1	Regelung der Z-Richtung des AFM mittels TMA .....	129
7.2	Regelschleifen des AFM-Systems mit einem aktiven Cantilever-Array .....	132
7.3	Kompensator für TMA des Cantilevers .....	137
7.3.1	Kompensator-Entwurf.....	138
<b>8</b>	<b>Adaptiver AFM Scan-Geschwindigkeits-Controller.....</b>	<b>143</b>
8.1	Problemstellung.....	144
8.2	Regler für dynamische Rastergeschwindigkeit .....	145
8.3	Validierungsexperimente des Adaptiver Controllers .....	148

<b>9</b>	<b>Zusammenfassung.....</b>	<b>152</b>
	<b>Literaturverzeichnis .....</b>	<b>156</b>
	<b>Abkürzungsverzeichnis .....</b>	<b>168</b>
	<b>Abbildungsverzeichnis .....</b>	<b>170</b>
	<b>Tabellenverzeichnis .....</b>	<b>178</b>
	<b>Publikationen .....</b>	<b>179</b>

# 1 Einleitung

## 1.1 Motivation

Das Rasterkraftmikroskop (*engl.* atomic force microscope; AFM) ist eines der wichtigsten Werkzeuge für die Abbildung, Messung und Manipulation von Materie im Nanometerbereich. Das AFM wurde im Jahre 1986 vom Gerd Binnig (deutscher Physiker), Christoph Gerber (Schweizer Physiker) und dem Calvin Quate (amerikanischer Ingenieur) erfunden [1].

Durch Ausnutzung der interatomaren Kräfte zwischen einer Spitze und der Oberfläche kann das AFM die leitende und nicht-leitende Oberfläche abbilden und in einem breiten Bereich von Umweltbedingungen funktionieren. Heute wird das AFM in vielen unterschiedlichen Bereichen der Forschung und Industrie eingesetzt. Das umfasst die Anwendungen in der Physik und Chemie, die Analyse biologischer Systeme, die Materialforschung und die Nanotechnologie.

Die Kernkomponente des AFM-Systems ist ein Cantilever (einseitig eingespannter Mikro-Biegebalken) mit einer scharfen Spitze (Sonde) an seinem Ende. Die Spitze hat einen Krümmungsradius in der Größenordnung von Nanometern und wird für das Scannen der Probenoberfläche verwendet.

Durch die Erfassung der Änderung der Kraft zwischen der Spitze und der Probenoberfläche kann das Bild der Oberfläche erstellt werden. Wenn die Spitze in die unmittelbare Nähe der Oberfläche gebracht wird, führen die Kräfte zwischen der Spitze und der Probe zu einer Auslenkung des Cantilevers gemäß dem Hookeschen Gesetz [2]. Die Kräfte, die in der AFM gemessen werden, umfassen je nach Situation die mechanische Kontaktkraft, van-der-Waals-Kräfte, Kapillarkräfte, chemische Bindung, elektrostatische Kräfte, magnetische Kräfte usw. [3-5].

Ein piezoelektrischer Scanner ermöglicht die Positionierung [6] und Abtastung der Spitze mit Subnanometer-Auflösung und wird verwendet, um die Spitze über die Oberfläche zu scannen. Während des Scannens sind die Änderungen in der Kraft zwischen der Spitze und Oberfläche proportional zu Variationen in der Oberflächentopographie. Wenn die Spitze auf einer konstanten Höhe beim Scannen gehalten würde, würde ein Risiko bestehen, dass die Spitze mit der Oberfläche kollidiert, was zu Schäden an der Spitze und der Oberfläche (besonders bei weicher Oberfläche) [7-9] führt. Daher wird ein Rückkopplungsmechanismus verwendet, um den Spitze-Probe -Abstand konstant (konstante Kraft) zu halten. Ein dreidimensionales Bild der Probenoberfläche erhält man, indem die gemessene Kraft als Funktion der lateralen Scanposition aufgetragen wird.

Das AFM ist ein sehr hochauflösender Typ der Rastersondenmikroskopie mit einer nachgewiesenen Auflösung in der Größenordnung von Bruchteilen eines Nanometers, die mehr als 1000-mal besser als die optische Beugungsgrenze ist [10]. Die hohe Bildauflösung des AFM ist auf die Größe der Cantilever-Spitze, die hohe Kraftempfindlichkeit des Cantilevers und die hohe Positionierauflösung des Scanners zurückzuführen [11-12].

Das AFM wird nicht nur zum Aufnehmen eines Oberflächenbildes verwendet, sondern auch zur Untersuchung der Eigenschaften der Probe durch die sogenannte Atomkraftspektroskopie-Methode, wobei die ultrakleinen Kräfte an einer vordefinierten Stelle der Probe gemessen werden müssen [13-17].

Der Kontaktmodus-AFM ist der am häufigsten verwendete Betriebsmodus zur Messung der Wechselwirkungskräfte zwischen Spitze und Probe, wobei der Cantilever sich in einer festen horizontalen Position der Probe annähert und sich aus der Probe wieder zurückzieht. Gleichzeitig muss die Auslenkung des Cantilevers aufgenommen werden [18-21]. Die Spitze-Probe-Kraft wird von der Auslenkung des Cantilevers und mit Hilfe der Kraftkonstante berechnet. Es gibt auch FM-AFM (Frequency modulation atomic force microscopy) basierte Methoden für die Konstruktion von Kraftkurven. Dafür gibt es zwei Möglichkeiten. Bei der ersten Möglichkeit bekommt der Cantilever eine feste Erregung. Die momentane Resonanzfrequenz des Cantilevers muss in Abhängigkeit von der Cantilever-Basisposition aufgenommen werden. In der zweiten Möglichkeit bleibt die Cantilever-Basisposition fest, die momentane Resonanzfrequenz muss in Abhängigkeit von der momentanen Schwingungsamplitude aufgenommen werden [22-25]. Da die Beziehung zwischen der Frequenzverschiebung und dem Spitze-Probe-Kraftgradienten innerhalb einigermaßen guter Annäherungen bekannt ist, ist es möglich, die Kraftkurven aus der Frequenzantwort zu berechnen. F. J. Giessibl [22] hat eine direkte Methode zur Berechnung der Spitze-zu-Spitze-Kräfte aus Frequenzverschiebungen erläutert.

Andere nicht bildgebende Anwendungen des AFM umfassen sonden-basierte Datenspeicherung [26], Lithographie [27-28] und Manipulation einzelner Atome und Moleküle [29].

Die hohe Auflösung, die Fähigkeit zur Charakterisierung und Manipulation einer Vielzahl von leitenden und nichtleitenden Oberflächen und die Funktionsfähigkeit in einem breiten Bereich von Umweltbedingungen machen das AFM zu einem entscheidenden Instrument in einer Vielzahl von Bereichen wie Biologie, Chemie, Materialwissenschaft und der Elektronikindustrie. Die Grenzen der Fähigkeiten des AFM liegen in seiner relativ langsamen Scangeschwindigkeit. Bei vielen Bildererfassungsanwendungen ist es wünschenswert, die Scangeschwindigkeit und folglich die Produktivität zu erhöhen. Eine solche Anwendung ist etwa die Charakterisierung und Fehlerdetektion von elektronischen Siliziumgeräten [30-31]. Ein weiteres Beispiel sind die dynamischen biologischen Prozesse, die im Bereich von Millisekunden auftreten können. Um solche Prozesse zu beobachten, sind die kommerziellen AFMs zu langsam, wobei die Bildaufnahme bis zu einer Minute dauern kann.

Um die Geschwindigkeit und Produktivität des AFM zu erhöhen, müssen die Bandbreiten aller mechanischen und elektronischen Komponenten verbessert werden [32-34]. Die Regelung und Steuerung des AFM-Systems sind auch entscheidende Bestandteile, die direkt die Geschwindigkeit, Präzision, die Empfindlichkeit und die Leistung des gesamten Systems beeinflussen. Daher stellt die Optimierung der Kontrollmechanismen und die Entwicklung neuer Prinzipien dafür eine interessante Herausforderung für diese Arbeit dar.

## 1.2 Stand der Technik und der Forschung

Die Entwicklung und Optimierung betrafen alle im AFM-System beteiligten Komponenten, Cantilever, Positionierungssystem, Elektronik, Regelungs- und Steuerungsmethoden und Daten-Erfassungs- und –Verarbeitungssystem. Im Folgenden sind die wichtigen Entwicklungsaspekte des AFM-Systems:

### 1) Dynamik des Cantilevers:

Für eine schnelle Scan-Geschwindigkeit muss die Dynamik des Cantilevers sehr schnell sein. Es ist bekannt, dass eine Verringerung der Cantilever-Größe die Erhöhung sowohl der Empfindlichkeit als auch der Detektionsgeschwindigkeit durch die Erhöhung der Bandbreite ermöglicht. Rangelow's Gruppe [35-37] hat dafür sehr kurze Cantilever mit hohen Resonanzfrequenzen entwickelt. Aber die geringen Abmessungen des ultrakurzen Cantilever verursachen Probleme bei der herkömmlichen optischen Detektion der Auslenkung des Cantilevers. Nur die Sensoren mit Breiten bis zu einigen Mikrometern sind beim AFM mit der optischen Detektion verwendbar. Der aktive Cantilever, der von Rangelow's Gruppe [36, 78, 80] entwickelt wurde, beseitigt eine solche Beschränkung und erlaubt die Verwendung der miniaturisierten Cantilever ohne Detektionsprobleme. Das Sensorelement ist ein Piezoresistor, der in den Armen des Cantilevers eingebettet ist. Der integrierte Sensor erleichtert auch die Verwendung von Cantilever-Arrays [80, 87].

Die schnellere Dynamik des Cantilevers wurde auch durch Steuerungsmethoden erreicht. Der Qualitätsfaktor des Cantilevers wurde in einer Rückkopplungsart durch eine hinzugefügte analoge oder digitale Schaltung modifiziert. Durch die Verringerung des Qualitätsfaktors [38] wurde die Dynamik des Cantilevers beschleunigt, während die Empfindlichkeit des Cantilevers durch die Erhöhung seines Qualitätsfaktors [39-40] verbessert wurde.

Es wurde ein gleichzeitiger Antrieb des Cantilevers mit mehreren Eigenmoden [41] verwendet, um das Signal-Rausch-Verhältnis (SNR: Signal-to-Noise Ratio) zu erhöhen. Die erste Eigenmode ist verantwortlich für die Abbildung der Topographie, und die höheren Eigenmoden werden verwendet, um die nanomechanischen Eigenschaften abzubilden.

### 2) Regelung des Nanopositioniersystems in den X&Y-Richtungen:

Die Performanz des unregulierten Nanopositioniersystems in den X&Y-Richtungen ist begrenzt durch die folgenden wichtigen Effekte: Hysterese, Vibrationen und die Kupplungen zwischen den Achsen des Scanners. Diese verursachen Verzerrungen im vom AFM erhaltenen Bild. Verschiedene Regelungstechnologien werden benutzt, um die Auswirkungen dieses Effekts zu kompensieren [45, 48-57]. Der Hysterese Kompensator kann entweder als Rückkoppelungsregelung (Feedback) [136-138] oder als Vorwärtsregelung (Feedforward) [139, 107] entworfen werden. Beides hat seine Vor- und Nachteile.

Beim AFM-System wird üblicherweise ein Raster-Scan verwendet, die Ansteuersignale der Piezoaktoren in dieser Wahl sind dreieckig für bei Richtungen X und Y, (die Piezoaktoren werden mit dreieckigem Signal in den beiden lateralen Richtungen X und Y angesteuert) um eine konstante Geschwindigkeit und die Pixeldistanz während des Scannens zu halten. Der Vorteil der Raster-Scan-Trajektorie mit den Dreieck-Signalen ist die Einfachheit der Bildrekonstruktion. Aber beim schnellen Scannen können die höhere Harmonische der Grundfrequenz die

mechanischen Resonanzen des Scanners erregen und zwar besonders in der schnellen Scanrichtung  $x$ , was zur Verzerrung des AFM-Bilds in den lateralen Richtungen führt. Um dieses Problem zu vermeiden, wurde von manchen Autoren ein Sinussignal zur Bewegung des Scanners in der „schnellen“ Achse  $X$  verwendet.

L.M. Picco [58] hielt einen Probenhalter an eine Stimmgabel, die bei ihrer Resonanzfrequenz in der  $x$ -Richtung mit sinusförmigen Wellen vibrierte. Der Nachteil dieser Methode ist, dass die Verzerrung des AFM-Bilds wegen der nicht-linearen sinusförmigen Vibration der Stimmgabel nicht kompensiert wird. Yanyan Wang [59] hat ein sinusförmiges Signal verwendet, um die schnelle Achse ( $x$ -Richtung) anzutreiben. Der Nachteil dieser Methode ist die Notwendigkeit eines Bewegungssensors, der als zusätzliche Rauschquelle betrachtet wird. Die aktuelle Position des  $X$ -Aktuators wurde mittels eines kapazitiven Sensors gemessen. Die gemessene Position wurde verwendet, um die Verzerrung des AFM-Bilds wegen der Nichtlinearität des sinusförmigen Signals zu kompensieren.

Die Methode des Spiral-Scannens wurde als Ersatz für das Raster-Scannen verwendet. Die Referenzsignale der  $X$ -Achse und der  $Y$ -Achse beim Spiral-Scannen sind Kosinus- und Sinussignale mit langsam variierenden Amplituden oder langsam variierender Frequenz und Amplitude zusammen. Diese Methode hat den Vorteil, dass sich der Scanner mit hoher Geschwindigkeit ohne Anregung der mechanischen  $X$ - und  $Y$ -Resonanzen bewegen kann. Der andere Vorteil des Spiral-Scannens gegenüber dem Raster-Scannen liegt darin, dass der Effekt des Kriechens<sup>1</sup> weniger auffällig in der  $Y$ -Achse ist, was auf der – im Vergleich zu der beim Raster-Scannen verwendeten langsamen Rampe – relativ schnellen periodischen Bewegung beruht. Eine andere Methode des Spiral-Scannens wurde von H. Habibullah [60] berichtet, der Nachteil dieser Methode ist die Variable lineare Scangeschwindigkeit. Ein Spiral-Scan-Verfahren wurde von S.K. Hung [61] berichtet. Bei dieser Methode werden zwei Herausforderungen erwähnt: Die erste Herausforderung ist die gleichmäßige Verteilung der Scanpunkte in der 2-D-Ebene. Die zweite Herausforderung besteht darin, eine relativ konstante lineare Geschwindigkeit herzustellen. I. A. Mahmood [62] hat eine Methode des Spiral-Scannens mit konstanter linearer Geschwindigkeit entwickelt. Der Nachteil dieses Scannens ist, dass in der Mitte jedes Bildes (Zentrum des Scanbereichs) ein Artefakt gebildet wird. Dies ist auf den Verlust der Tracking-Steuerung zurückzuführen, wenn die Frequenz der Eingangssignale hoch ist (die Frequenz der Signale in der  $X$ - und  $Y$ -Richtung des Scanners ist proportional zu  $1/r(t)$ , wobei  $r(t)$  die Entfernung von dem Spiral-Ursprung ist). Dieses Problem wird im Abschnitt 5.3.3 erklärt.

### 3) Die vertikale Richtung des AFM's:

#### 3-1) Regelung der vertikalen Achse des Scanners:

Für eine vertikale Achse ( $Z$ -Regelung) mit hoher Resonanzfrequenz wurden mehrere Prototypsysteme [42-44] mit verbesserten mechanischen Konstruktionen entwickelt. Dazu wurden Verschiedene Ansätze durch unterschiedliche Mittel entwickelt, um die Geschwindigkeit der  $Z$ -Achse zu erhöhen. Bei diesen Ansätzen handelt es sich um die Anregung mit zwei Aktuatoren [45], den Piezoaktuator im Gegentakt-Prinzip [15] und den  $H_\infty$ -Regler [47].

---

<sup>1</sup> Kriechen: Die langsame Auslenkungszunahme des piezokeramischen Aktors bei konstanter elektrischer Feldstärke.

### 3-2) Ermittlung der Schwingungsamplitude des Cantilevers:

Verschiedene Techniken wurden entwickelt, um die Schwingungsamplitude (und Phase) des Cantilevers zu ermitteln. Die einfachste Methode der Amplituden-Ermittlung ist die RMS-DC-Umwandlung [63] (RMS: Root Mean Square, DC: Gleichspannung). Dieser Wandler kann die genaue Schwingungsamplitude des Cantilevers nicht bestimmen, wenn andere Frequenzkomponenten (z.B. die höheren Harmonischen) in dem Schwingungssignal vorhanden sind.

Die Peak-Hold-Technik wurde von Ando [34] entwickelt. Diese Technik ist anfälliger für Rauschen, da es nur zwei Messungen pro Zyklus gibt. Dazu führt das Vorhandensein von höheren Harmonischen zu fehlerhaften Amplitudenschätzungen und kompliziert die Synchronisation der „Abtast- und Halteschaltung“.

Der Lock-In-Verstärker [66] wird nicht nur in der Kommunikationstechnik, sondern auch in AFM-Systemen verwendet. Der Vorteil des Lock-Ins ist, dass er die Amplitude und Phase der Schwingung ermitteln kann. Der Nachteil des Lock-Ins besteht in der begrenzten Bandbreite durch seinen Tiefpassfilter, der die Komponente  $2\omega$  unterdrücken muss, mehr Informationen darüber sind im Abschnitt 6.1.3 zu finden. Um die Harmonische  $2\omega$  unterdrücken zu können, muss die Grenzfrequenz dieses Filters ungefähr 10- bis 20-mal kleiner als  $2\omega$  sein. Mit anderen Worten: das Lock-In benötigt 5 bis 10 Perioden vom Messsignal (Cantileversschwingung), um die Amplitude/Phase zu detektieren. Daher ist die Bandbreite des Lock-Ins durch seinen Tiefpassfilter begrenzt. Diese begrenzte Bandbreite führt zu einer zusätzlichen Zeitverzögerung im AFM-System, so dass solche Lock-Ins für Hochgeschwindigkeits-AFM ungeeignet sind.

Die Fourier-Methode [64] beinhaltet die direkte Berechnung der Fourier-Reihenkoeffizienten in einem Zyklus. Eine genaue Synchronisation und Integration über eine ganze Periodenanzahl der Schwingung ist erforderlich.

Eine Amplitudenschätzungstechnik mit hoher Bandbreite wurde von Moheimani [65] entwickelt. Diese Technik kann die Phase der Cantilever-Schwingung nicht ermitteln. Außerdem ist sie nicht optimal für den aktiven Cantilever (siehe Abschnitt 6.1.5).

### 3-3) Behebung des Sättigungsproblems:

Der Strukturen mit hohem Aspektverhältnis sind schwieriger zu folgen als jenen mit niedrigem Verhältnis. Dies ist hauptsächlich zurückzuführen auf das Sättigungsverhalten der Regelabweichung. Beim Scannen einer abfallenden Stufe z.B. befindet sich der Cantilever kurzzeitig im Freiflug. Die Schwingungsamplitude des Cantilevers erreicht die frei schwingende Amplitude, wo keine Dämpfung durch die Oberfläche vorhanden ist. Ab diesem Punkt steigt die Amplitude nicht mehr an, und die Regelabweichung bleibt unabhängig von der Entfernung zur Probe konstant. Ausgestattet mit einem regulären PID-Regler braucht der Cantilever eine erhöhte Zeit, um sich wieder an die Probe anzunähern. Ein ähnliches Problem existiert, wenn der Cantilever auf eine steigende Kante trifft, wo die Amplitude vollkommen unterdrückt wird. Zwei Techniken zur Behebung des Sättigungsproblems [67], das beim Scannen einer Oberflächen-Topographie mit hohem Aspekt-Verhältnis entsteht, wurden entwickelt: Der dynamische PID-Regler (proportional–integral–derivative controller) [67] und der adaptive Q-Regler [68]. In beiden Methoden wurde nur die Situation der positiven Sättigung der Regelabweichung (Scannen einer abfallenden Stufe) behandelt. Der dynamische PID-Regler wurde entwickelt, wobei das Signal der Regelabweichung künstlich erhöht wird, wenn dieses einen Schwellwert überschreitet. In



solch einem Fall, der prinzipiell bedeutet, dass der Cantilever den Kontakt zur Oberfläche verliert, wird die Regelabweichung mit einer Konstanten multipliziert. Die unveränderten PID-Reglerparameter agieren nun auf einer erhöhten Regelabweichung, was sich in einer verstärkten Regelung ausdrückt. Dies ist gleichbedeutend mit der direkten, temporären Erhöhung der Reglerparameter. In diesem Fall wird der Cantilever wieder schneller zurück zur Oberfläche gebracht. Jedoch ist die erhöhte Bandbreite anfällig für Regler-Instabilitäten. Daher hat diese Methode bezüglich der Geschwindigkeitserhöhung ein oberes Limit.

Eine weitere adaptive Methode ist der adaptive Q-Regler, wobei ein Schwellwert genutzt wird um zwischen verschiedenen Q-Faktoren des Cantilevers umzuschalten. Eine Veränderung des Q-Faktors ist gleichbedeutend mit einer Veränderung der Bandbreite. Um den Kontakt im Fall von tiefen Gräben auf der Probe nicht zu verlieren, wird der Q-Faktor erhöht. Dies führt zu einer erhöhten Schwingungsamplitude des Cantilevers, welche den Kontakt zur Probe beibehält. Der Nachteil liegt in der verminderten Bandbreite, die durch den erhöhten Q-Faktor entsteht. Zusätzlich kann ein hoher Q Faktor zu Instabilitäten führen.

#### 4) Annäherungsalgorithmen (*Approaching*):

Die Annäherung ist der Prozess, durch den die Cantileverspitze sehr nahe an oder in Kontakt mit einer Oberfläche der Probe gebracht wird. Der erforderliche Abstand zwischen der Spitze und der Oberfläche liegt im Bereich von einigen Nanometern bis einigen zehn Nanometern. Die Annäherung ist einer der wichtigsten Prozesse, die eine wichtige Rolle bei der Bestimmung spielen, ob das AFM-System schnell ist oder nicht. Die Annäherungsmethode, die in den meisten kommerziellen AFM-Systemen verwendet [70], hat die folgenden Nachteile:

- Es ist kein vollautomatischer Prozess. Die erste Phase ist manuell und muss mit den Augen oder durch ein fremdes Gerät (z.B. optische Kamera) geprüft werden.
- Sie ist langsam und dauert ein paar Minuten.
- Häufige Aktivierung und Deaktivierung des Z-Reglers.

### 1.3 Ziele und Inhalt dieser Arbeit

Diese Arbeit konzentriert sich auf den Entwurf und Implementierung digitaler Regelungs- und Steuerungsalgorithmen auf Basis der FPGA (Field Programmable Gate Array) für das AFM-System mit dem aktiven Cantilever. Das angestrebte Ziel ist ein technisch flexibles, hochauflösendes und schnelles AFM-System.

Die Entwicklung und Realisierung neuer fortschrittlicher Kontrollstrategien in dieser Arbeit haben einen wesentlichen Einfluss auf die Performanz des AFM-Systems ausgeübt. Diese können wie folgt zusammengefasst werden:

- Eine neue Struktur des digitalen Lock-In, der die Amplitude und Phase der Cantilever-Schwingung sehr schnell ermitteln kann. Die Detektionszeit  $\tau$  ist kleiner als eine Schwingungsperiode ( $\tau \approx 1/f_0$ , wobei  $f_0$  die Resonanzfrequenz des Cantilevers ist).
- Ein Algorithmus für die automatische Annäherung der Sonde in Richtung der Oberfläche der Probe in einer sehr schnellen und sicheren Art und Weise. Diese Technologie ermöglicht eine schnelle Annäherung der Spitze in der Richtung der Probe innerhalb von ca. 7,6 Sekunden auf mehr als 2,5 mm Abstand zwischen Cantilever und Probe. Die schnelle Annäherung führt zu Verbesserung der AFM-Produktivität besonders bei den Anwendungen, die eine Wiederholung des Annäherungsprozesses während der gleichen Sitzung erfordern.
- Regelungsalgorithmen für ein AFM-System mit einem aktiven Cantilever-Array (4 Cantilever). Dieses System ermöglicht das parallele Scannen und Abbilden einer großen Oberfläche (0.5mm x 0.2mm). Als effektive Scan-Geschwindigkeit wurden 5,6 mm/s erreicht.
- Eine neuartige adaptive Variante zur Erhöhung der Scangeschwindigkeit. Diese Methode verhindert ebenfalls effektiv das Sättigungsproblem, das beim Scannen der Oberflächen-Topographien mit hohem Aspekt-Verhältnis entsteht. Verglichen mit einem Standard-Regler ermöglicht der adaptive Regler eine deutlich höhere Stufenauflösung bei vergleichbaren Scanraten. Daher wird das Scannen vier- bis sechsmal schneller bei gleicher Abbildungsqualität. Beim Scannen mit einer kleinen Kraft gibt es sogar eine bis zu 17-fache Verbesserung.

Die Erhöhung der System-Flexibilität und Unabhängigkeit ist auch ein Ziel dieser Arbeit, das wie folgt zusammengefasst werden kann:

- Bei allen Phasen der vollautomatischen Cantilever-Annäherung (Approach) ist keine Beobachtung des Spitze-Oberfläche-Abstands mit den Augen oder durch ein fremdes Gerät (z.B. optische Kamera) mehr nötig. Die kommerziellen AFM's haben nicht solche Möglichkeit.
- Bei Feedforward-Methoden zur Steuerung den X&Y-Richtungen im offenen Regelkreis ist keine Notwendigkeit für Bewegungssensoren oder ein fremdes Instrument (wie Interferometer) für die Charakterisierung des Dynamik-Verhaltens vom Scanner. Die Hysterese kann durch das AFM-Bild charakterisiert werden, und die Vibration des Scanners kann durch die Sinus-Scannen-Methode vermieden werden.
- Der digitale IIR-Filter (Infinite Impulse Response Filter) wird in dieser Arbeit neu entworfen und implementiert. Keine Speicherung der Filter-Koeffizienten in einer Tabelle,

keine Fremd-Software und Tools wie „*MATLAB*“ zur Berechnung der Filter-Koeffizienten sind nötig.

Durch die Digitalisierung aller Regelungs-/Steuerungsalgorithmen wird auf viele analoge Elektronik-Stufen verzichtet. Die Auslenkung des Cantilevers wird detektiert, vorverstärkt, bei 100 MHz abgetastet und zu FPGA geschickt. Alle anschließenden Prozesse wie die Signalverarbeitung, Filterung, Demodulation und Regelungs- sowie Steuerungsalgorithmen werden parallel und digital auf der gleichen FPGA-Karte durchgeführt. Der Verzicht auf viele analoge Elektronik-Stufen, die Parallelisierung der verschiedenen Prozesse und Optimierung der digitalen Algorithmen hat drei Vorteile für die AFM-Performanz:

- Das Rauschen wird minimiert, was die Auflösung verbessert.
- Die Verzögerungszeiten werden stark reduziert, was eine positive Rolle bei der AFM-Geschwindigkeit spielen kann.
- Die hohe Flexibilität ist zu nennen, wobei die neuen Mikroskop-Funktionen und Kontrollalgorithmen einfach und schnell durch die Konfiguration der FPGA mit den neuen Firmware-Updates hinzugefügt werden können. Änderungen der wesentlichen Hardware-Komponenten sind nicht nötig.

Diese Arbeit baut sich aus den im Folgenden beschriebenen Kapiteln auf:

Das vorliegende Kapitel stellt das den Hintergrund und die Motivation für diese Arbeit vor und skizziert die Doktorarbeit.

In Kapitel 2 wird ein Überblick über die Grundlagen der Amplitudenmodulations- Rasterkraftmikroskopie (AM-AFM) gegeben sowie die Geschwindigkeitsbegrenzungen in diesem Modus sowie die Vorteile der Verwendung des aktiven Cantilever (Selbstaktuierter piezoresistiver Cantilever) als Kraft-Sensor des AFM-Systems diskutiert. Des Weiteren werden bestimmte wichtige Aspekte in Bezug auf die FPGA-Grundlagen und das Entwurf-Verfahren der Kontrollmodelle für das AFM-System auf FPGA erläutert.

In Kapitel 3 wird die Methode des Entwurfs und der FPGA-Implementierung der flexiblen, leicht einstellbaren digitalen IIR-Filter einschließlich des PID-Reglers mit hohem Durchsatz, die bei allen AFM-Teilsystemen verwendet werden müssen, erläutert.

In Kapitel 4 wird die sehr schnelle vollautomatische Annäherungsmethode (Approach) der Spitze des Cantilevers in Richtung der Probe erklärt. Dieses Verfahren basiert auf der Überwachung der Spitze-Oberflächen-Wechselwirkung während der Annäherung. Die Schnelle Annäherung führt zu Verbesserung der AFM-Produktivität besonders bei den Anwendungen, die eine Wiederholung des Annäherungsprozesses während der gleichen Sitzung erfordern.

In Kapitel 5 wird eine Digitale Steuerung (Rückkoppelungsregelung sowie Vorwärtsregelung) für das Rasterkraftmikroskop in den lateralen (X&Y) Richtungen entwickelt, um die Auswirkungen der Hysterese und Vibrationen des Scanners in den lateralen (X&Y) Richtungen zu kompensieren. Es wird gezeigt, dass sich durch die Normierung der Hysterese-Kurven die Komplexität des Hysterese-Modells und dadurch des inversen Modells der Hysterese stark reduzieren lässt. Ein neues alternatives Verfahren zur Hysterese-Charakterisierung durch das

AFM-Amplitudenbild ohne die Notwendigkeit zur Verwendung des Positionssensors wird vorgeschlagen. Der Scanner wird als lineares System höherer Ordnung betrachtet und identifiziert. Ein digitaler Kompensator wird zum Unterdrücken der Scanner-Vibration (Resonanz/Anti-Resonanzfrequenz-Verhalten) entwickelt und im FPGA implementiert. Verschiedene Scan-Methoden („Input-Shaper“, Sinus- und Spiral-Scannen-Methode) werden implementiert. Dazu werden vom Autor eine nichtlineare Erfassungsmethode des AFM-Bildes und eine Phasenkorrektur realisiert, um die oben genannten (Abschnitt 1.2) Nachteilen zu beseitigen.

In Kapitel 6 wird die Steuerung/Regelung des Rasterkraftmikroskops in der vertikalen (Z) Richtung entwickelt. Dafür werden ein sehr schnelles Lock-In zum Demodulieren des AM-AFM-Signals, ein Abstand-Regler und ein Scanner-Regler entworfen und auf FPGA implementiert. Die komplette Rückkopplungsschleife des AFM-Systems in der Z-Richtung wird in Bezug auf die Scannen-Geschwindigkeit untersucht.

In Kapitel 7 wird der TMA (Thermomechanischer Aktuator) des Cantilevers für die Topographie-Verfolgung verwendet, wobei kein Z-Scanner mehr nötig ist. Danach werden Rückkopplungsschleifen in der Z-Richtung für das aktive Cantilever-Array (vier Cantilever) entworfen, implementiert und getestet. Ein Kompensator zur Beschleunigung der statischen Auslenkung des Cantilevers wird untersucht und implementiert.

Kapitel 8 enthält eine neuartige adaptive Variante, den sogenannten Adaptiven AFM Scan-Geschwindigkeits-Kontroller, zum Beseitigen des Sättigungsverhaltens der Regelabweichung, das die Erhöhung der Scangeschwindigkeit behindern kann. Diese Methode beeinflusst die lateralen Scanachsen basierend auf der Regelabweichung, die durch den Topographie-Regler entsteht. Nur wenn der Wert der Regelabweichung einen gegebenen Schwellwert überschreitet, wird die Abbildungsgeschwindigkeit verringert. Dies gibt dem Z-Piezoaktuator mehr Zeit zur Minimierung der Regelabweichung.

## 2 Grundlagen

### 2.1 Betriebsmodi des Rasterkraftmikroskops (AFM)

In Abwesenheit von äußeren Feldern und unter idealen Oberflächenbedingungen sind die dominierenden Spitze-Oberfläche-Kräfte die langreichweitige anziehend wirkende Kraft (van-der-Waals-Kraft, attractive force) und die kurzreichweitige abstoßend wirkende Kraft (Pauli-Prinzip, repulsive force) [3]. Die Reichweite der Van-der-Waals-Kraft ist typischerweise größer als 100 nm. Die kurzreichweitige Kraft wirkt auf einen kleineren Abstand als die Van-der-Waals-Kraft (eine Reichweite von unter einem Nanometer). Die langreichweitigen und kurzreichweitigen Kräfte können zusammen als Lennard-Jones-Potential [3] modelliert werden. Die **Abb. 2-1** zeigt die jeweiligen Betriebsmodi des AFM mit zugehörigen Bereichen im Lennard-Jones-Potential.

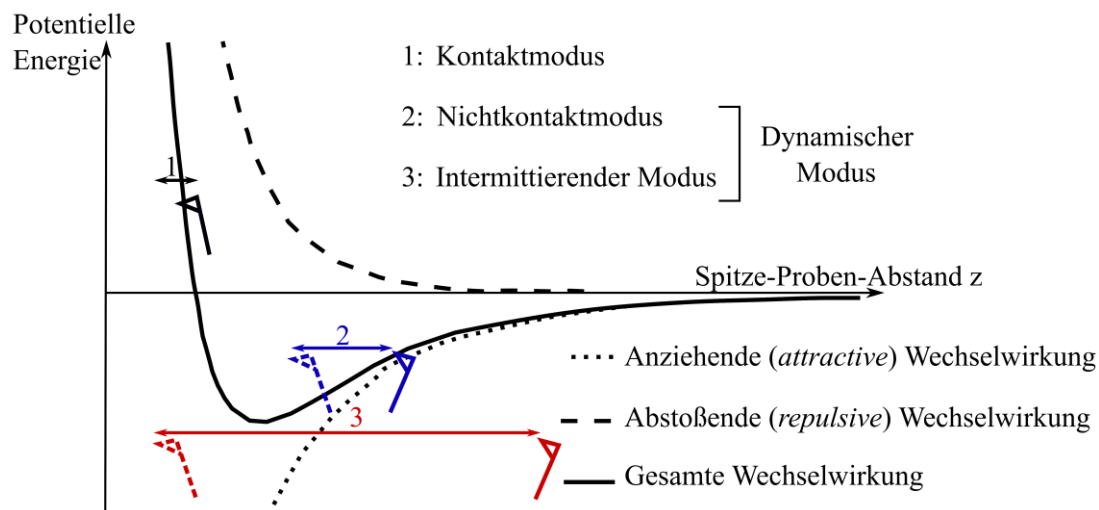


Abb. 2-1: AFM Betriebsmodi im Lennard-Jones-Potential.

In Abhängigkeit von der Operationsart können die AFM-Techniken in einen statischen (Kontaktmodus) und einen dynamischen Betriebsmodus eingeteilt werden.

#### **Kontaktmodus:**

Beim statischen Betriebsmodus, der als Kontaktmodus bekannt ist, muss die Spitze während des gesamten Scannens in direktem mechanischem Kontakt mit der Probe bleiben [69]. Die Wechselwirkungskraft zwischen Spitze und Probe wird zu einer Auslenkung des Cantilevers umgewandelt und muss während des Scannens konstant gehalten werden.

Der einfachste und am weitesten verbreitete Modus des AFM ist der Kontaktmodus.

Er ist auch der schnellste aller topographischen Modi, da die Auslenkung des Cantilevers direkt zur Topographie der Probe führt, so dass keine Summierung von Oszillationsmessungen erforderlich ist, die die AFM-Bildgebung verlangsamen können.

Der Kontaktmodus zeigt seine hohe Auflösung. Verglichen mit beispielsweise dem intermittierenden Modus ist die Auflösung des Kontaktmodus jedoch höher.

Die angelegte Normalkraft führt zu einer hohen Lateralkraft, die auch auf die Probe ausgeübt wird. Aus diesem Grund wurde vorgeschlagen, dass der Kontaktmodus für weiche Proben nicht gut ist.

Bei Messungen unter Umgebungsbedingungen ist die Probenoberfläche üblicherweise mit einem Wasserfilm bedeckt. Durch die daraus resultierenden Kapillarkräfte wird die gesamte anziehende Kraft größer, was die Zerstörung des Cantilevers sowie der Probenoberfläche verursacht. Durch Messungen unter Flüssigkeiten können solche Kräfte vermieden werden; so ist es einfacher, mit einer sehr sanften Kraft zu scannen. Aus diesem Grund und aufgrund einiger Komplikationen des Scannens in dynamischen Modi in Flüssigkeiten ist die AFM-Bildgebung in der Flüssigkeit ein starker Punkt des Kontaktmodus [70].

### **Dynamischer AFM-Modus:**

Im dynamischen Modus schwingt der Cantilever über der Probe in oder nahe seiner Resonanzfrequenz [7, 71-72], so dass die Spitze sich nicht immer im Kontakt mit der Oberfläche wie beim Kontaktmodus-AFM befindet. Die Dynamik der AFM-Spitze reagiert sehr empfindlich auf die Wechselwirkungen und die daraus resultierende Wirkung wird durch die Amplitude, die Resonanzfrequenz und die Phasenverschiebung der Cantilever-Reaktion reflektiert. Einer der großen Vorteile von Oszillationsmodi in AFM ist, dass sie die Größe der Tip-Sample-Kräfte verringern können, während eine hohe Empfindlichkeit gegenüber der Topographie beibehalten wird. Verschiedene Methoden wurden für das Betreiben eines AFM im dynamischen Modus entwickelt. Bei diesen Methoden muss eines der oben genannten Signale (Amplitude, Frequenz und Phase) als Rückkopplungsparameter für die Operation verwendet werden, um die Topographie und/oder den Kontrast der Oberfläche zu erhalten. Die beiden am häufigsten verwendeten dynamischen Modi des AFM sind der Amplitudenmodulationsmodus (AM-AFM) und der Frequenzmodulationsmodus (FM-AFM), in denen, wie der Name andeutet, Amplitude und Frequenz als Rückkopplungsparameter verwendet werden.

Die dynamischen AFM-Techniken lassen sich nach der Lage des Arbeitspunktes innerhalb des nichtlinearen Lennard-Jones-Potentials (Abb. 2-1) als intermittierender Modus und Nichtkontaktmodus kategorisieren. Beim intermittierenden Modus findet eine kurzzeitige Berührung zwischen Spitze und Oberfläche statt (Tapping Mode), während beim Nichtkontaktmodus keine Berührung entstehen darf („echter“ Nichtkontaktmodus) [7, 72-75].

Das AM-AFM ist der am häufigsten verwendete Modus beim intermittierenden Kontaktmodus, während beim Nichtkontaktmodus das FM-AFM der am häufigsten verwendete Modus ist. Im Vakuum ist das FM-AFM der bevorzugte Modus.

### **Nichtkontaktmodus:**

Um ein Nichtkontakt-AFM zu erreichen, muss die Spitze nahe genug an der Probenoberfläche sein, um diese hohe Empfindlichkeit zu erreichen, ohne in den abstoßenden Bereich zu gelangen. Zusätzlich werden kleine Oszillationsamplituden verwendet, die sich oft in der Größenordnung von 10 nm befinden. Die wirkenden Kräfte sind viel niedriger als im Kontaktmodus, da der Nichtkontaktmodus im attraktiven Bereich durchgeführt wird, wie die Abb. 2-1 zeigt.

Aufgrund der anziehenden Kräfte kann bei der Verwendung eines weichen Cantilevers die Möglichkeit entstehen, dass das Cantilever auf den abstoßenden Bereich springt („*Jump-into-contact*“), was die Spitze beschädigen oder verunreinigen kann. Durch die Verwendung eines

sehr steifen Cantilevers kann das Einschnappen der Spitze in den Kontakt mit der Oberfläche vermieden werden [70, 73].

In diesem Modus werden beim Scannen keine Lateralkräfte wirksam. Damit gelingt es, auch sehr weiche Oberflächen zerstörungsfrei abzubilden. Wie bei allen dynamischen Betriebsarten ist die Scangeschwindigkeit üblicherweise geringer als im Kontaktmodus [8, 70].

### **Intermittierender Modus:**

Durch die im Vergleich zum Fall des Nichtkontaktmodus größere Amplitude setzt die Spitze in periodischen Abständen auf der Probenoberfläche auf. Die Spitze bewegt sich durch alle drei Kraftbereiche, der "Null-Kraft"-Bereich, anziehende und abstoßende Bereich, wie die Abb. 2-1 zeigt.

Der intermittierende Modus vereinigt die Vorteile der zuvor beschriebenen Modi (Kontakt- und Nichtkontakt-Modus). Durch die Bewegung der Spitze senkrecht zur Oberfläche während des Scannens im intermittierenden Modus werden die lateralen Kräfte, die große Probleme im Kontaktmodus-AFM verursachen können, stark reduziert. Daher können die empfindlichen oder weichen Proben ohne Beschädigung oder schwere Bildverzerrung abgebildet werden. Auf der anderen Seite wird in intermittierenden Modus die grundlegende Instabilität überwunden, die im Nichtkontaktmodus in der Luft aufgrund des Betriebs im anziehenden Bereich und der Anwesenheit der Kapillarschicht entstehen kann.

Im Vergleich zum Nichtkontaktmodus ist eine höhere Scangeschwindigkeiten möglich [8, 70].

## **2.2 Selbstaktuierter piezoresistiver Cantilever (Aktiver Cantilever)**

Der Cantilever ist das Kernelement aller AFM-Modi und seine atomar scharfe Spitze arbeitet als ein Kraftdetektor. Silizium oder Siliziumnitrid dient als Material für den Cantilever. Die Spitze hat einen Krümmungsradius in Nanometerbereich und in einer Vielzahl von geometrischen Formen. In allen AFM-Anwendungen (Bildaufnahme und Spektroskopie) und allen AFM-Operationsmethoden (Statik und Dynamik) muss die Auslenkung des Cantilevers, die durch die Wechselwirkung zwischen Spitze und Probe verursacht wird, detektiert werden. Verschiedene Detektion-Verfahren wurden verwendet, z.B. optische [76], piezoresistive [77-82], kapazitive [83-84] und piezoelektrische Detektion [85]. Die optische Detektion ist das am häufigsten verwendete und populärste Verfahren. Das optische Strahlablenkungsverfahren verwendet einen fokussierten Laserstrahl zur Messung der Winkeländerungen vom Cantilever, die durch die Auslenkung der Cantilever-Spitze verursacht werden kann. Der Laserstrahl reflektiert von der Cantilever-Oberfläche zu einem positionsempfindlichen Detektor, wobei eine Verschiebung in der Laserfleckposition gemessen wird [9, 86].

Es ist bekannt, dass eine Verringerung der Cantilever-Größe die Erhöhung sowohl der Empfindlichkeit als auch der Detektionsgeschwindigkeit durch die Erhöhung der Bandbreite ermöglicht. Aber die geringen Abmessungen des ultrakurzen Cantilever verursachen Probleme bei dieser herkömmlichen optischen Detektion. Nur die Sensoren mit Breiten bis zu einigen Mikrometern sind beim AFM mit der optischen Detektion verwendbar.

Die Integration eines Sensorelements im Cantilever beseitigt eine solche Beschränkung und erlaubt die Verwendung der miniaturisierten Cantilever ohne Detektionsprobleme. Damit kann

wertvolle Zeit gespart werden, da keine Ausrichtung des Lasers auf dem Cantilever und dem Photodetektor durchgeführt werden muss.

Der integrierte Sensor ermöglicht auch die Verwendung von Cantilever-Arrays [80, 87]. Die optische Detektion von vielen Cantilever würde viele Laser und Detektoren erfordern. Die erforderliche genaue Laser und Detektor-Ausrichtung für jeden Cantilever macht diesen Ansatz schwierig. Aber integrierte piezoresistive Sensoren bleiben bequemer und brauchen wenig Platz. Die Piezoresistiven Cantilever können auch ohne Probleme in Umgebungen mit geringer oder unterschiedlicher optischer Transparenz verwendet werden.

Aus den oben genannten Gründen ist in dieser Arbeit ein selbstaktuierter piezoresistiver Cantilever zur Detektion der Auslenkung zu Grunde gelegt. Dieser aktive Cantilever (**Abb. 2-2**) wird in unserer Abteilung in Ilmenau entwickelt [36, 78, 80]

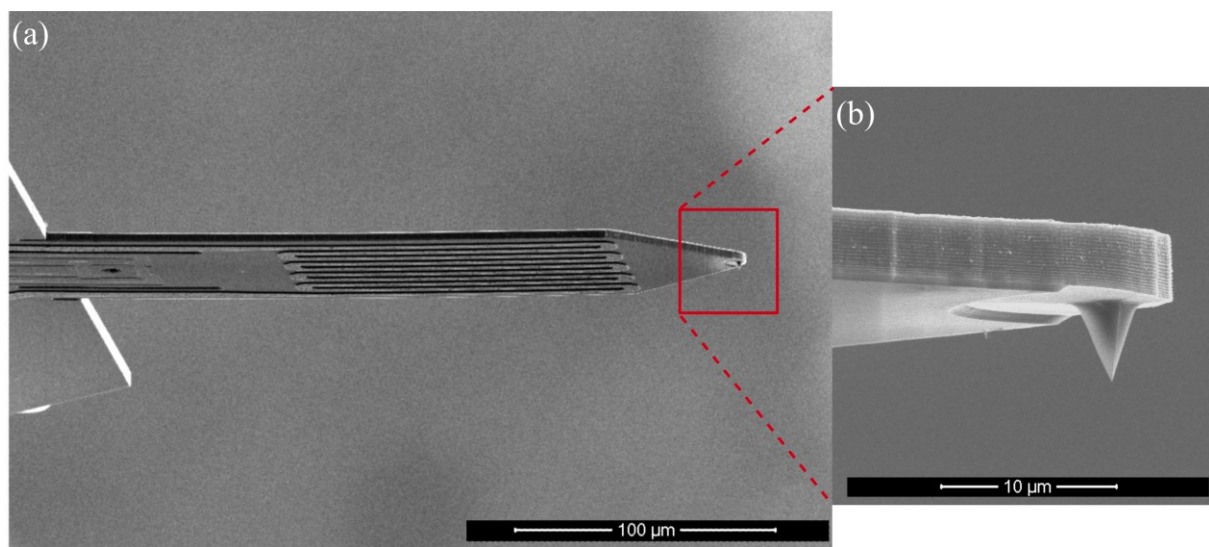


Abb. 2-2: SEM-Bild des aktiven Cantilevers

**Thermomechanischer Wandler** [77, 81]: Auf dem Cantilever wird einen Bi-Material-Mikroheizer integriert, der als **thermomechanischer Aktuator (TMA)** arbeitet. Wenn ein Strom im TMA fließt, erwärmt sich der Cantilever.

Der Cantilever lenkt mit einer Temperaturänderung aufgrund der unterschiedlichen Ausdehnungskoeffizienten (Silizium und Aluminium). Die Auslenkungsfrequenz ist identisch mit der Frequenz des eingespeisten Wechselsignals.

**Detektion der Auslenkung** [77, 81]: Das Sensorelement ist ein Piezoresistor, der in den Armen des Cantilevers eingebettet ist. Die Änderung des Piezoresistor-Widerstands, der durch die Spannungen aufgrund der Cantileversauslenkung verursacht wird, kann leicht in ein messbares elektrisches Signal umgewandelt werden. Das Signal des piezoresistiven Sensors ist linear und proportional zur mechanischen Dehnung, die auf dem Cantilever angelegt ist. Diese Technik gehört zu den elegantesten Methoden zur Bestimmung der Auslenkung des Cantilevers und ermöglicht die Realisierung von extrem kleinen und kompakten Aufbau.



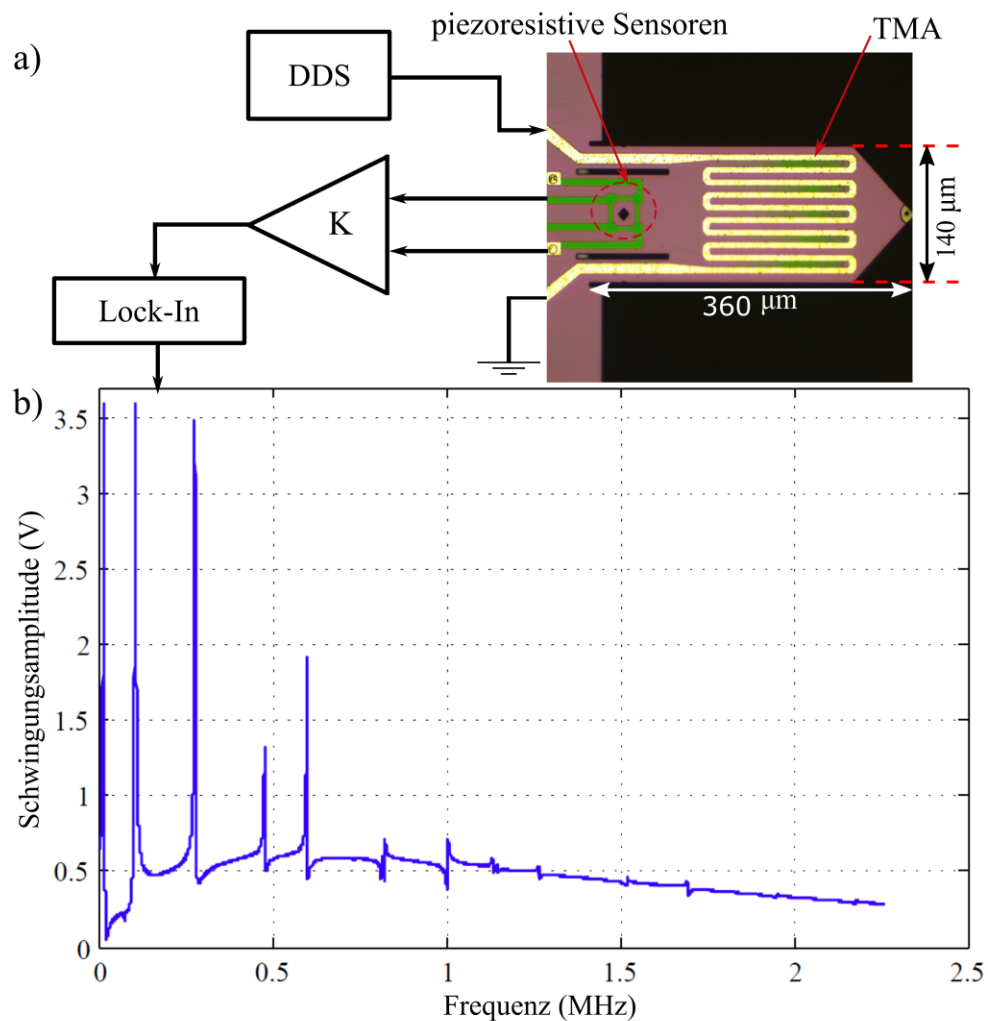


Abb. 2-3: (a) ist ein aktiver Cantilever und seine Verbindungen zu elektronischen Komponenten. (b) ist der Amplitudengang des Cantilevers, der mehr als 10 Resonanz-Modi zeigt.

**Abb. 2-3** (a) zeigt den aktiven Cantilever, der mit elektronischen Komponenten verbunden ist. Der DDS (Direct Digital Synthesis) generiert das TMA-Signal zur Erregung des Cantilevers. Nach der Verstärkung wird die Amplitude der piezoresistiven Sensoren mittels des Lock-In ermittelt. Der sinusförmige Frequenzdurchlauf (Amplitudengang) in der **Abb. 2-3** (b) zeigt mehr als 10 Resonanz-Modi eines aktiven Cantilevers.

## 2.3 Amplitudenmodulationsmodus des Rasterkraftmikroskops (AM-AFM)

### 2.3.1 Funktionsprinzipien des AM-AFM

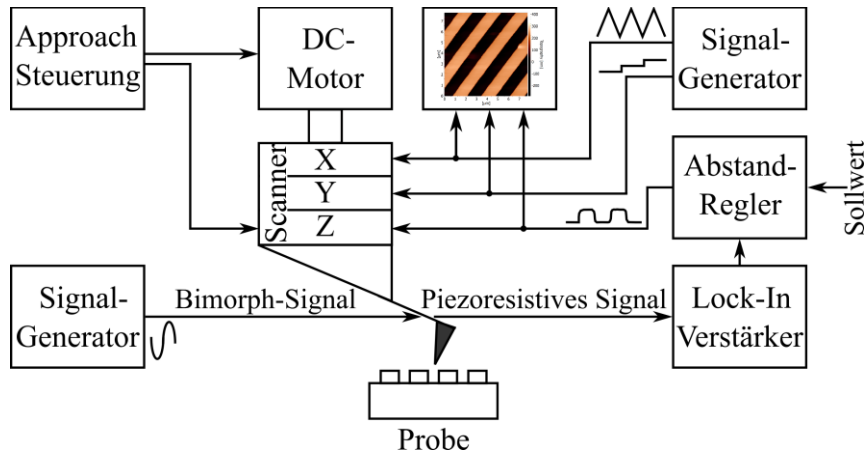


Abb. 2-4: Vereinfachtes Diagramm des AM-AFM-Systems mit dem piezoresistiven Cantilever.

Der grundsätzliche Aufbau eines AM-AFM ist in **Abb. 2-4** gezeigt. AM-AFM ist ein dynamischer AFM-Modus. Wie vorher erwähnt wurde, muss der Cantilever an oder nahe seiner Grundresonanzfrequenz schwingen [71, 88-89]. Ein DDS-Generator produziert das Anregungssignal, das auf den TMA des Cantilevers angelegt wird. Wenn der Cantilever sehr weit von der Oberfläche der Probe entfernt ist, sind die Spitze-Probe-Wechselwirkungskräfte abwesend. Die Amplitude der freien Schwingung wird als die „freie Amplitude“ bezeichnet. Eine Sollwertamplitude, die kleiner ist als die freie Amplitude, wird ebenfalls vor dem Annäherungsprozess festgelegt. Ein niedrigerer Sollwert bedeutet eine größere Probe-Oberfläche-Wechselwirkungskraft und umgekehrt [71].

Der Cantilever wird in der Richtung der Probe durch den Annäherungsprozess gebracht. Dafür wird ein DC-Motor (oder Schrittmotor) für die Grobbewegung und ein piezoelektrischer Aktuator (Z-Aktuator des Scanners) für die Feinbewegung verwendet. Wenn sich die Spitze in der unmittelbaren Nähe der Oberfläche befindet, fängt die Wechselwirkung zwischen der Spitze und der Oberfläche an. Die Schwingungsamplitude wird durch die anziehende und/oder abstoßende Wechselwirkung zwischen der Spitze und der Probe reduziert. Der Annäherungsprozess wird automatisch mittels des Annäherungsreglers beendet, wenn die Schwingungsamplitude des Cantilevers den Sollwert erreicht.

Nun kann der Scan-Prozess in der XY-Ebene durchgeführt werden. Dafür wird ein auf piezoelektrischen Aktuatoren basierender Scanner verwendet. Der Scanner ermöglicht die Positionierung und Abtastung der Spitze mit einer Subnanometer-Auflösung. Die Scan-Signale werden durch den XY-Generator generiert und mit Hochspannungsverstärkern verstärkt.

Abhängig von der gescannten Struktur ändert sich der Abstand zwischen der Spitze und der Oberfläche und somit die Wechselwirkung. Diese verursacht die Änderung der effektiven Steifigkeit des Cantilevers. Je nach der Art der dominierenden Kräfte, der anziehenden oder der

abstoßenden, wird der Cantilever weicher oder steifer. Diese Änderung in der Steifigkeit bewirkt, dass sich die effektive Resonanzfrequenz des Cantilevers ändert. Gleichzeitig steigt die Dämpfung wegen der abstoßenden Kraft und des mechanischen Spitze-Oberfläche-Kontakts. Die Änderungen in der Resonanzfrequenz und der Dämpfung führen zu einer Änderung in der Schwingungsamplitude des Cantilevers.

Das Schwingensignal des Cantilevers wird durch den integrierten piezoresistiven Sensor detektiert und mit einem Verstärker verstärkt. Die Amplitude des verstärkten Schwingungssignals wird durch einen Lock-In-Verstärker ermittelt.

Um die Amplitude des Sollwertes während des Scans beibehalten zu können, ist ein Controller für die Z-Richtung des Scanners nötig. Dieser Controller reagiert auf das Fehler-Signal (den Unterschied zwischen der ermittelten Amplitude und dem vorher definierten Sollwert) und liefert ein Positionierungssignal, das den Scanner in der Z-Richtung und damit die Cantilever-Basis nach oben oder unten bewegen kann. Die resultierende 3D-Bewegung des Scanners verfolgt annähernd die Probenoberfläche und somit kann ein topographisches Bild davon konstruiert werden [7, 72].

Es ist auch möglich, die Variation in den Materialeigenschaften durch die Phasenverschiebung zwischen dem Erregungssignal und dem Schwingungssignal des Cantilevers zu erhalten.

### 2.3.2 Bistabile Zustände des AM-AFM

Um einen gewissen Einblick in die Spitzenbewegung zu gewinnen, haben mehrere Autoren die Cantilever-Spitze als Punktmasse-Feder betrachtet; dann könnte die Spitzenbewegung näherungsweise durch eine nichtlineare Differentialgleichung der zweiten Ordnung beschrieben werden [75]:

$$m\ddot{z} + kz + \frac{m\omega_0}{Q}\dot{z} = F_{ts}(z) + F_0 \cos(\omega t) \quad (2-1)$$

$F_0$  und  $\omega$  sind die Amplitude und die Kreisfrequenz der externen Anregungskraft;  $Q$ ,  $\omega_0$  und  $k$  sind der Qualitätsfaktor, die Kennkreisfrequenz und die Kraftkonstante des freien Cantilevers.  $F_{ts}(z)$  enthält die Spitzenoberflächen-Wechselwirkungskräfte.

In Abwesenheit von Spitzenoberflächenkräften ( $F_{ts}(z) = 0$ ) beschreibt die Gleichung (2-1) die Bewegung eines erzwungen harmonischen Oszillators mit Dämpfung (für mehr Informationen: [75]).

Aus fundamentaler Perspektive führt die Beteiligung der anziehenden und abstoßenden Spitze-Oberflächen-Wechselwirkung und deren Nichtlinearität zu einer sehr interessanten Eigenschaft von AM-AFM, der Koexistenz von zwei stabilen Schwingungszuständen.

Garcia [90] hat die Gleichung (2-1) numerisch gelöst und gezeigt, dass in einigen Situationen die Spitze zwei verschiedene Lösungen hat (L: Lösung der niedrigen („low“) Amplitude; und H: Lösung der hohen („high“) Amplitude [31]).

Die L- und H-Verhalten können experimentell gezeigt werden. Dafür müssen die Amplitude-Abstand-Kurve und die Phase-Abstand-Kurve aufgenommen werden. Diese Kurven zeigen die

Amplitudenänderung und die Phasenverschiebung in Abhängigkeit des Spitze-Probe-Abstandes. Die erhaltenen Kurven, die das Verhalten der Spitze in der Nähe der Oberfläche präsentieren, sind von den Materialeigenschaften der Probe, der Form der Spitze, den Cantilever-Eigenschaften, der Arbeitsfrequenz und der Amplitude der freien Cantilever-Schwingung abhängig ([90] –[91]).

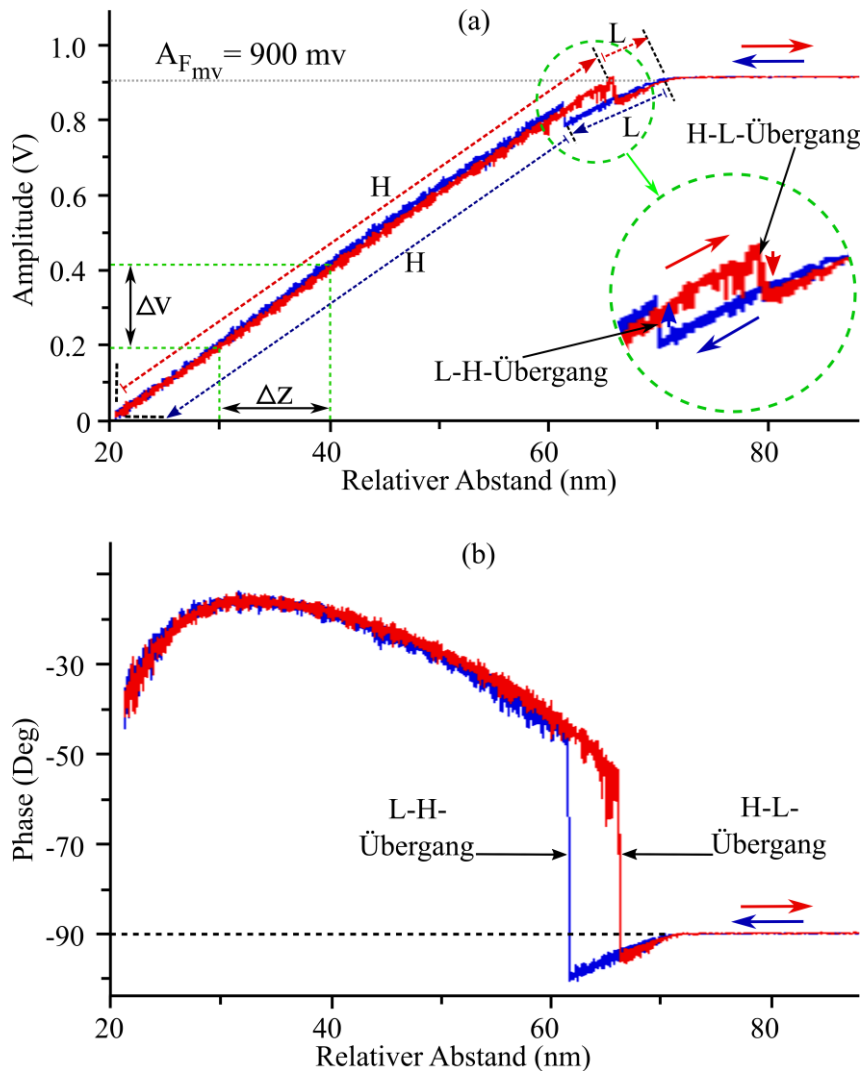


Abb. 2-5: Die gemessene Amplitude-Abstand-Kurve (a) und die gemessene Phase-Abstand-Kurve (b). L: Lösung der niedrigen („low“) Amplitude (oder Lösung der anziehenden Kraft); H: Lösung der hohen („high“) Amplitude (oder Lösung der abstoßenden Kraft). L-H-Übergang: Der Übergang von L zu H-Lösung, H-L-Übergang: Der Übergang von H zu L-Lösung.

Die Kurven in der Abb. 2-5 (a & b) zeigen die gemessene Amplitude-/Phase-Abstand-Kurve für die Kalibrierungsprobe „TQG1“ (harte Probe aus Silizium). Die x-Achse in der Abb. 2-5 (a & b) ist der relative Abstand zwischen der Probenoberfläche und dem nicht-verformten Cantilever. Die Amplitude der freien Schwingung des Cantilever  $A_{f_{mv}}$  ist 900 mv. Diese kann in nm ( $A_{f_{nm}}$ ) wie folgt umgerechnet werden:

$$A_{f_{nm}} = A_{f_{mv}} \Delta z / \Delta v = 900 \cdot 10 / 220 = 40.5 \text{ nm}.$$

Wobei  $\Delta z$  und  $\Delta v$  können von der Abb. 2-5 (a) erhalten werden ( $\Delta z = 10 \text{ nm}$ ,  $\Delta v = 220 \text{ mv}$ ).

Die Kurven zeigen starke Diskontinuitäten. Diese Diskontinuitäten haben eine einfache Interpretation in Bezug auf die Koexistenz von zwei stabilen Zuständen. Jede Diskontinuität ist ein Übergang zwischen L- und H-Zuständen oder umgekehrt. Eine Hystereseschleife wird in beiden Kurven (Amplitude- und Phase-Kurve) beobachtet. Der Grund der Hysterese ist die Bildung und der Bruch der flüssigen Brücke (Wasserfilm) zwischen der Spitze und der Probe. Die Hystereseschleife erfordert die Anwesenheit von zwei Übergängen an verschiedenen Spitzen-Oberflächen-Abständen. Ein Übergang vom Verhalten (Lösung) der niedrigen Amplitude zum Verhalten der hohen Amplitude (L-H-Übergang) geschieht bei Annäherung der Spitze zur Probe und ein Übergang vom Verhalten der hohen Amplitude zum Verhalten der niedrigen Amplitude (H-L-Übergang) geschieht beim Zurückziehen der Spitze.

Die Übergänge L-H und H-L sind als bistabile Bereiche zu betrachten. Die **Abb. 2-5** zeigt den bistabilen Bereich, L- und H-Bereich. Die dominierende Kraft im L-Bereich ist anziehend (attractive), während im H-Bereich die dominierende Kraft abstoßend (repulsive force) ist.

Im L-Bereich ist die Phasenverschiebung kleiner als  $-90$  Grad, und im H-Bereich ist die Phasenverschiebung größer als  $-90$  Grad (**Abb. 2-5**).

Beim AM-AFM-Modus entspricht ein Amplitudensollwert, der innerhalb eines bistabilen Bereichs oder zwischen den beiden bistabilen Bereichen (Hystereseschleife) liegt, mehr als einem möglichen Spitze-Oberfläche-Abstand. In der **Abb. 2-6 (a)** gibt es zwei mögliche Spitze-Oberfläche-Abstände ( $r_1, r_2$ ) für den Amplitudensollwert A und zwei Phasenwerte (Phase1, Phase2). Die Aufnahme des Topographie-Bilds mit einem solchen Amplitudensollwert (Sollwert A in der **Abb. 2-6**) könnte einige Höhenänderungen (**Abb. 2-6 (c)**) verursachen, die nicht mit der Topographie der Oberfläche in Beziehung stehen, was wiederum die Höhenmessung kompliziert. Die Aufnahme des Phase-Bilds mit diesem Amplitudensollwert könnte un reale Sprünge verursachen (**Abb. 2-6 (d)**).

Ein Amplitudensollwert (Sollwert B in der **Abb. 2-6**), der außerhalb der bistabilen Bereiche und außerhalb der Hystereseschleife liegt, entspricht einem einzigen Spitze-Oberfläche-Abstand (r) und einem einzigen Phasenwert (**Abb. 2-6 (a, b)**). Das AM-AFM-Topographie/Phase-Bild mit einem solchen Amplitudensollwert (Sollwert A in der **Abb. 2-6**) repräsentiert keine un realen Merkmale, wie die **Abb. 2-6 (e, f)** zeigt.

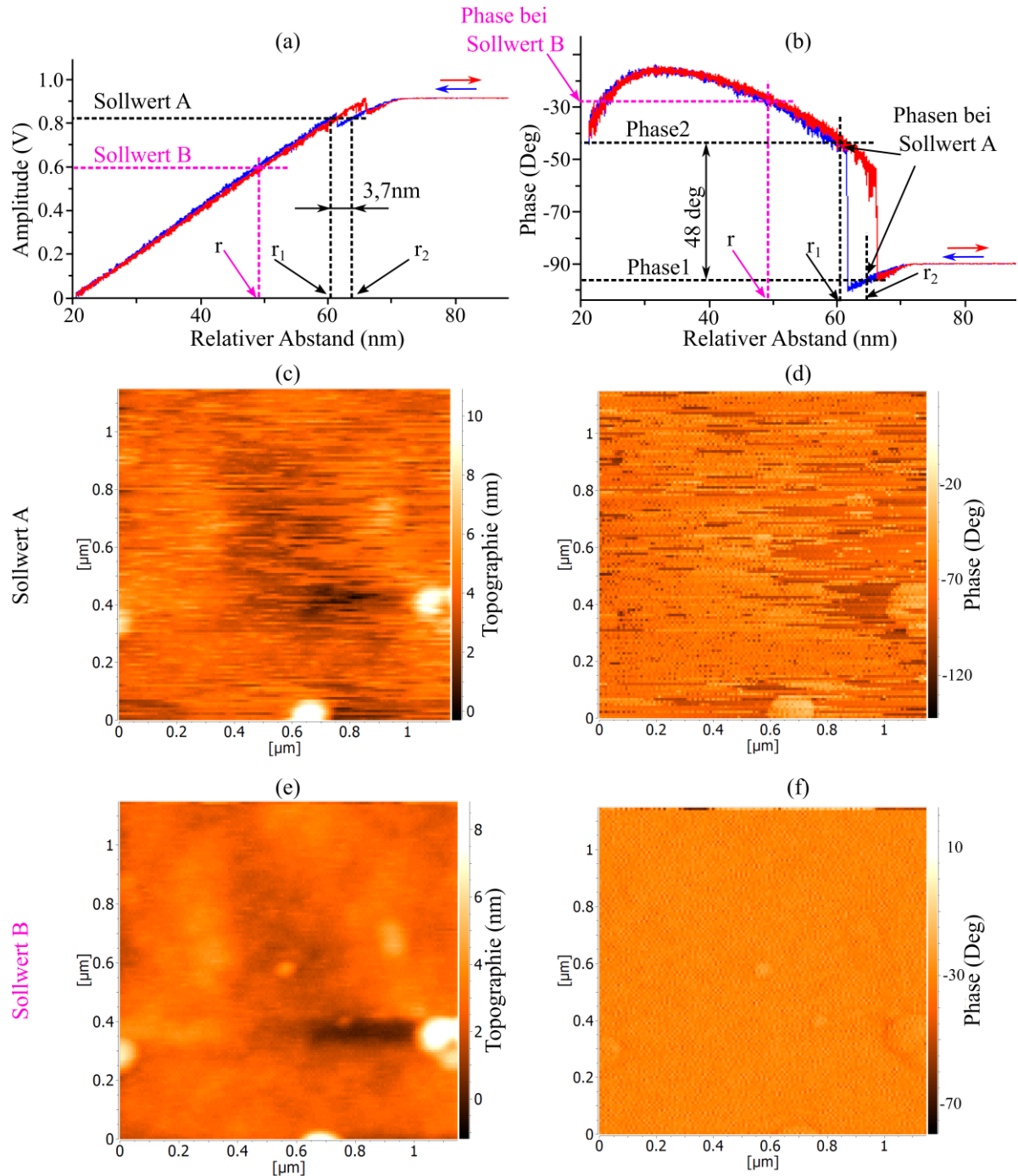


Abb. 2-6: Die gemessene Amplitude-/Phase-Abstand-Kurve (a,b) und die AM-AFM-Bilder für eine leere Silizium-Oberfläche (c ,d, e, f). Sollwert A ist innerhalb des bistabilen Bereichs ausgewählt. Sollwert B ist außerhalb des bistabilen Bereichs ausgewählt. (c) und (d) sind die Topographie- und Phase-Bilder, die mit dem Sollwert A aufgenommen werden, das Topographie-Bild (c) zeigt unrealen Sprüngen (3,7 nm hoch), und das Phase-Bild (d) zeigt unrealen Sprüngen (48°). (e) und (f) sind die Topographie- und Phase-Bilder, die mit dem Sollwert B aufgenommen werden, diese Bilder zeigen keine unrealen Sprüngen. Das Phase-Bild (f) hat einen konstanten Wert (-30°), der dem Amplitudensollwert B (0,6 V) entspricht.

### 2.3.3 Geschwindigkeitsbegrenzungen des AM-AFM-Systems

Ein Nachteil eines AFM-Systems ist, dass viel mehr Zeit als bei dem häufig verwendeten Rasterelektronenmikroskop-Verfahren für die Aufnahme eines Oberflächenbildes erforderlich ist. Eine typische AFM-Abbildung wird über einen Zeitraum von 30 s gesammelt [92-93]; das ist nicht geeignet für viele Anwendungen in der Materialwissenschaft, in der Biowissenschaft und in der Prozesskontrolle, die von Rasterkraftmikroskopen (AFM) mit einer höheren Scangeschwindigkeit profitieren würde [94-98].

Die Geschwindigkeit eines AFM- und in der Tat jede SPM- wird durch drei Faktoren begrenzt: die Scan-Geschwindigkeit in der XY-Ebene, die Messungsbandbreite der lokalen Wechselwirkung zwischen der Spitze und der Probe und der Schnelligkeit, mit der die Spitze die Topographie der Probe folgen kann. Daher begrenzt die Trägheit der Komponenten des AFM-Systems in den X-, Y- und Z-Richtungen die Reaktionsfähigkeit dieses Systems auf die Topographie der gescannten Oberfläche [42, 44, 99-101]. Außerdem begrenzt die Schwingung des Cantilevers selbst die Erfassung von Daten. Nur eine einzige langsame Komponente reicht für die Beschränkung der Scangeschwindigkeit. Deshalb müssen die verschiedenen Komponenten, die in einem AFM beteiligt sind, optimiert werden [32, 34, 45, 102].

Um ein schnelles AFM zu entwickeln, ist zuerst ein Cantilever mit einer hohen Resonanzfrequenz (kleine Federkonstante) nötig. Die Abmessungen eines solchen Cantilevers sind sehr klein [36-37, 103]. Eine optische Detektion der Auslenkung solcher Cantilever bereitet verschiedene Probleme. Während die Verwendung der piezoresistiven keine Probleme bereitet. Der Amplitudendemodulator, der zum Amplitudenermitteln der Cantileverschwingung in AM-AFM-Modus verwendet wird, muss sehr schnell sein [66, 104]. Andernfalls ist eine höhere Cantilever-Bandbreite erforderlich. Dazu muss der Scanner sich, ohne unerwünschte Schwingungen, sehr schnell bewegen.

Drei wichtige Prozesse müssen bei jedem AFM-System durchgeführt werden:

- Annäherungsprozess.
- Scan-Prozess in den XY-Richtungen.
- Kontrollprozess in der Z-Richtung des AFMs.

Man muss zwischen einem **schnellen AFM-System** und einem **schnellen AFM-Scannen** unterscheiden.

Ein AFM-System kann schnell sein, wenn alle diese drei Prozesse schnell sind. Dabei bestimmen der XY-Scannen-Prozess und der Z-Kontrollprozess die Geschwindigkeit der AFM-Bildaufnahme (oder des AFM-Scannens).

#### **Annäherungsprozess (engl. Approach):**

Die Annäherung ist der Prozess, bei dem die Spitze des Cantilevers sehr nahe an oder in Kontakt mit der Oberfläche der Probe gebracht werden muss. Der erforderliche Abstand zwischen der Spitze und der Oberfläche ist im Bereich  $10^0 - 10^1 \text{ nm}$ ; das ist abhängig vom AFM-Instrument, dem AFM-Modus sowie den Eigenschaften des Cantilevers, der Spitze und der Probe. Die Annäherung spielt eine wichtige Rolle bei der Bestimmung, ob das AFM-System schnell ist oder nicht, was insbesondere bei industriellen Anwendungen gilt, die eine Wiederholung des

Annäherungsverfahrens erfordern, was z.B. beim Scannen der Oberfläche an verschiedenen Stellen auf der Probe während der gleichen Sitzung (step and image) der Fall ist.

### **X&Y-Scannen-Prozess:**

Für den Scannen-Prozess (X- und Y-Richtung) im AFM-System ist eine Positioniereinheit mit hoher Präzision erforderlich. Diese Positioniereinheit (als Scanner bezeichnet) basiert auf piezoelektrischen Aktoren, da diese Art von Aktuatoren eine Genauigkeit in der Höhe von einigen nm oder auch im Sub-nm-Bereich ermöglicht. Die Scangeschwindigkeit kann durch die mechanischen Resonanzfrequenzen des Scanners in X- & Y- Richtung begrenzt werden. Beim schnellen Scannen können diese Resonanzen erregt werden, besonders in der schnellen Scanrichtung x, was zur Verzerrung des AFM-Bilds in den lateralen Richtungen führt.

Andere Effekte wie z.B. die Hysterese- und die Kopplungen-Effekte zwischen den Achsen des Scanners können auch das Verhalten des XY-Nanopositioniersystems begrenzen [105-107]. Regelungsalgorithmen sind erforderlich, um die Schwingungen zu vermeiden und die Auswirkungen von unerwünschten Effekten, wenn möglich, zu umgehen.

**Z-Kontrollprozess:** Im AM-AFM-Modus wird die Scan-Geschwindigkeit durch die Geschwindigkeit der AFM-Rückkopplungsschleife in Z-Richtung beschränkt, die eine konstante Schwingungsamplitude des Cantilevers beibehalten muss.

Die schnelle Rückkopplungsschleife ermöglicht dem Cantilever eine Oberfläche genau zu folgen. Die Grenzen für die Rückkopplungsschleife können durch alle in Z-Richtung beteiligten Komponenten bestimmt werden [102, 108]. Nur eine einzige langsame Komponente reicht für die Beschränkung der Scangeschwindigkeit. Im Folgenden wird ein Überblick über die Faktoren gegeben, die eine wichtige Rolle bei Bestimmung der Geschwindigkeit des AFM-Systems in Z-Richtung spielen:

**1-Reaktionszeit des Cantilevers:** Das Einschwingverhalten des Cantilevers von einem bestimmten stationären Zustand der Amplitude zu einem anderen neuen stationären Zustand wird durch exponentielles Verhalten charakterisiert. Die neue stationäre Zustand-Amplitude wird nach einer Zeit  $\tau = Q/\pi f_0$  [5, 74] erreicht, wobei  $Q$  und  $f_0$  die Qualitätsfaktor und die Resonanzfrequenz des Cantilevers sind. Für eine schnelle Scan-Geschwindigkeit muss die Zeit  $\tau$  sehr kurz sein.

**2-Bandbreite der Rückkopplungsschleife des Z-Scanners:** Die Bandbreite eines Systems wird als die maximale Frequenz definiert, bei der der Ausgang des Systems den sinusförmigen Eingang verfolgen kann. Dafür müssen hier auch alle folgenden beteiligten Komponenten schnell sein: der Z-Achsen-Aktuator, der Hochspannungsverstärker, der Ausdehnungssensor und der digitale Regler.

**3-Lock-in:** Techniken der Amplituden-/Phasenermittlung in AFM umfassen RMS-zu-DC-Wandlung (nur Amplitudenermittlung), Lock-In-Verstärker (Amplitude und Phasenermittlung) [66], Peak-Hold-Detektion (nur Amplitudenermittlung) [34] und die Fourier-Methode (Amplitude und Phasenermittlung) [64]. In dieser Arbeit wird ein Lock-In-Verstärker als Amplitudendemodulator für das Detektieren der Amplitudenänderung (und der Phase) der Cantileversschwingung während des Scannens verwendet. Die Geschwindigkeit des Lock-Ins wird



durch die Grenzfrequenz (Zeitkonstante) seines Tiefpassfilters bestimmt. Eine kleine Grenzfrequenz (große Zeitkonstante) verursacht eine Verringerung des Rauschens an den Lock-In-Ausgängen und somit eine Verbesserung des Signal-Rausch-Verhältnis. Gleichzeitig führt das zur Erhöhung der Detektionszeit. Die begrenzte Bandbreite führt zu zusätzlicher Verzögerung im System und zur Begrenzung der AFM-Geschwindigkeit.

4-ADC und DAC: die Analog-Digital- und Digital-Analog-Wandler müssen sehr schnell sein, um keine Behinderung des schnellen Scannens zu zeigen. Das ist heutzutage kein Problem; sehr schnelle DAC's und ADC's sind verfügbar.

5-Digitale Datenverarbeitung: Die Routinen und Regelungsalgorithmen werden auf FPGA implementiert. Die Implementierung muss optimiert werden, sodass die entstehenden Berechnungs- und Verzögerungszeiten vernachlässigt werden können.

6-Fehlersignal Sättigung: Die Scangeschwindigkeit ist stark von der Art der gescannten Oberfläche abhängig. Die Sättigung des Fehlersignals kann beim Scannen einer Oberfläche mit einem hohen Aspekt-Verhältnis entstehen [108-109]. Dabei können die Topographien scharf ansteigende Stufen und scharf abfallende Stufen haben.

## **2.4 Implementierung der AFM-Kontrollalgorithmen auf FPGA**

Gemäß der Regelungstheorie sollte die Abtastrate um das Zehnfache schneller als die Bandbreite des geregelten Systems sein [110-112]. Die traditionelle Implementierung von Steuerungs- und Regelungsalgorithmen für das AFM-System, die entweder PC (Personal Computer)-basiert oder DSP (digital signal processor)-basiert sind, erfüllt nicht die hohe Kontrollbandbreite für das schnelle AFM-System.

Die Kosten-, Zeit- und Flexibilitätentwicklung, die Rekonfigurierbarkeit und die Fähigkeit zur parallelen Datenverarbeitung machen die FPGA's zu einer attraktiven Wahl für die high-performance Anwendungen im Bereich der digitalen Signalverarbeitung [113-116].

Unter Berücksichtigung der Vorteile von FPGA für Signalverarbeitungsaufgaben und besonders der Fähigkeit von paralleler Datenverarbeitung kann FPGA für die Echtzeit-Steuerungsstrategien des AFM-Systems mit hoher Genauigkeit und großer Bandbreite verwendet werden. Auf dem FPGA kann eine Vielzahl von unterschiedlichen Steuerungs- und Regelungsalgorithmen bequem implementiert und getestet werden. In der Tat ist es nur erforderlich, die Programme für das Kontroll-Gesetz neu zu schreiben und dann zum FPGA herunterzuladen, anstatt die wesentlichen Hardware-Komponenten zu ändern, was in der Regel viel schwieriger ist.

### **2.4.1 Field Programmable Gate Array (FPGA)**

Ein Field Programmable Gate Array (FPGA) ist ein Halbleiterbaustein, der zum Aufbau digitaler, logischer Schaltungen dient. Ein FPGA besteht aus einer Matrix aus konfigurierbaren Logikblöcken (CLBs), die über programmierbare Zwischenverbindungen verbunden sind. Dazu existieren noch Ein- und Ausgabeblocks (I/O Blocks) zur Kommunikation mit Peripheriegeräten [117]. Ein FPGA besitzt heutzutage über eine Million Gatter, die alle in einer einzigen integrierten Schaltung (IC) sind. Das FPGA kann in der Regel durch Verwendung der

Hardware-Beschreibungssprachen (Hardware Description Languages, HDL) konfiguriert werden [118-119]. Die Logikblöcke und die entsprechenden Zwischenverbindungen können konfiguriert werden, um ein fertiges Design mit arithmetischen und logischen Funktionen auszuführen.

#### **2.4.2 Xilinx System Generator**

Xilinx System Generator (XSG) ist eine integrierte Entwicklungsumgebung für FPGAs innerhalb des Integrated System Environment (ISE) [120], die von der Firma Xilinx angeboten wird [121-123]. XSG verwendet MATLAB/Simulink als Entwicklungsumgebung und wird in Form eines modellbasierten Entwurfs vorgestellt. Der System Generator liefert den Zugriff auf die wichtigsten Funktionen im FPGA wie z.B. Schieberegister-Logik, Verteilt- und Block-Speicher und Embedded-Multiplizierer. Dazu enthält XSG eine Simulink-Bibliothek von Funktionsblöcken für die Kommunikation, Steuerungslogik, Signalverarbeitung, Mathematik und Speicher.

Von diesen High-Level-Komponenten können Algorithmen-Modelle zur Implementierung in FPGAs erstellen werden [124-128]. Aufgrund der grafischen Natur des System-Generators kann der gesamte Entwurf als modulares System mit einer hohen Abstraktionsebene betrachtet werden.

Die Integration des XSG mit Simulink ermöglicht die Durchführung des Entwurfs und der Verifikation der Hardware innerhalb der gleichen Umgebung. Dadurch können sowohl die erforderliche Entwurfszeit sowie die Hardware-Ressourcen reduziert und der Entwurf in Bezug auf die Geschwindigkeit und Genauigkeit optimiert werden.

Ein weiterer Vorteil für die Arbeit in der Simulink-Umgebung ist die Flexibilität der Analyse der Probleme, die den Fehler verursachen, wenn das Design aus der MATLAB-Simulation auf den FPGA übertragen wird. Wegen der deutlichen Unterschiede zwischen dem Verhalten der FPGA-Hardware und der Simulationsumgebung des SIMULINK/ MATLAB sind Kenntnisse über die Logik / den FPGA-Entwurf erforderlich, um eine solche Analyse erfolgreich durchzuführen.

Die Kompilation des XSG-Models generiert die Dateien, die für das integrierte System Environment (ISE) von Xilinx für FPGA nötig sind, wobei die Beschreibung des Entwurfs in einer Standard-Hardware-Beschreibungssprache erhalten wird (HDL).

#### **2.4.3 Hardware Co-Simulation**

Um die Operation des Entwurfs auf der FPGA-Plattform zu validieren, wird die FPGA-basierte Hardware-Software (HW-SW) Co-Simulationsmethodik verwendet [121, 129]. Durch diese Methode wird die Hardware (FPGA) in die Simulationsschleife eingebracht ("Hardware in the Loop").

Der Prozess der Co-Simulation verwendet Xilinx-ISE und Core-Generator zum Synthetisieren und Erzeugen der Bit-Datei für die FPGA-Programmierung aus dem System-Generator-Entwurf. Nur ein Teil vom Simulink-Model (Kontroll-Model), der durch die System-Generator-Blöcke realisiert wird, muss in HW umgesetzt werden und auf FPGA durchlaufen.

Der Prozess der Co-Simulation erzeugt von diesem Teil einen neuen System-Block, der als „JTAG Co-SIM-Block“ bezeichnet wird. Die Hardware-Implementierung wird dann durch Verbinden der FPGA-Platine mit dem PC ausgeführt, wodurch die Schleife geschlossen wird. Das Xilinx-ISE-Programm erzeugt dann die Bit-Datei und lädt sie in FPGA über einen Standard-JTAG-Anschluss (JTAG: Joint Test Action Group). Die Hardware empfängt das Taktsignal durch die JTAG-Verbindung, die zu der Simulationsumgebung synchronisiert ist. Dies ermöglicht das korrekte „Timing“ zwischen dem simulierten System und dem Logikgatter innerhalb des FPGA.

#### **2.4.4 Festkommazahl für Implementierung der Algorithmen**

Da die Regler, Filter und Kompensator als Übertragungsfunktionen in diskreter Zeitdomäne ausgedrückt werden können, können sie in rekursive Differenzgleichungen mit Multiplikationen und Summationen umgewandelt werden, die in FPGA implementiert werden können. Es gibt zwei Methoden, um die algebraische Berechnung in einem FPGA zu implementieren: die Berechnung unter Verwendung von Gleitkomma-Variablen und die Berechnung mit Festkomma-Variablen. Bei der Berechnung mit Gleitkomma-Variablen sind die erforderlichen Taktzahlen zur Vervollständigung eines Multiplikations- und Summierungsprozesses größer als die bei Festkommaberechnungen. Daher verringert die Implementierung der rekursiven Differenz-Gleichungen mit Festkomma Variablen die Gesamttaktzahl für die Berechnung und somit erhöht sich die Aktualisierungsrate der Kontrollschleife. Dazu sind die Quantisierungsrauschen bei Algorithmen mit Festkomma-Arithmetik geringer [130].

Die Festlegung der Skala der Festkommaberechnung kann zu einem Verlust an Genauigkeit innerhalb/am Ausgang der rekursiven Schleife führen. Daher ist bei Festkommaberechnungen eine sorgfältige Behandlung der Skalen der einzelnen Variablen erforderlich, um wesentliche Bit-Anzahlen für die Genauigkeit während/nach der Berechnung zu erhalten und den Datenüberlauf zu vermeiden. Darüber hinaus müssen die Variablen und Berechnungen in den rekursiven Pfaden mit einer Bitanzahl entworfen werden, die größer ist als die Variablen und Berechnungen, die in den nicht-rekursiven Pfaden liegen. Die Behandlung eines solchen Problems muss in der Entwurfsphase des System-Generator-Modells durchgeführt werden.

#### **2.4.5 Entwurf-Verfahren der FPGA-basierten Kontrollmodelle für das AFM**

Das AFM-System besteht aus vier Schichten: mechanische und elektronische Schicht sowie FPGA- und Software-Schicht. Die Steuerungs- und Regelungsalgorithmen des AFM-Systems gehören zur FPGA-Schicht und sie werden durch zahlreiche Hardware-Modelle in dieser Schicht implementiert (Abb. 2-7). Dazu werden in FPGA die Synchronisation, Interaktion, Kommunikation zwischen den verschiedenen Regelungsmodellen und interne automatisierte Kontrollroutinen durchgeführt. Diese Routinen werden als Zustandsmaschinen (engl. FSM: Finite State Machine), boolesche und mathematische Funktionen implementiert. Die FPGA-Schicht kann durch ein USB-Interface mit der Software-Schicht und durch ADC's/DAC's (analog-to-digital/digital-to-analog converter) Interface mit der elektronischen Schicht kommunizieren. Das verwendete Board ist „Spartan-3A FPGA“ von Trenz Electronic. Die Abb. 2-8 zeigt der FPGA-Modul, wo ein „Spartan-3A DSP FPGA“ zusammen mit einem USB Mikrocontroller (Universal Serial Bus), DDR RAM (Double Data Rate Random Access Memory),

Flash und einer leistungsfähigen Spannungsversorgung integriert wird. Der Modul ist kleiner als eine Kreditkarte (68 mm x 48 mm).

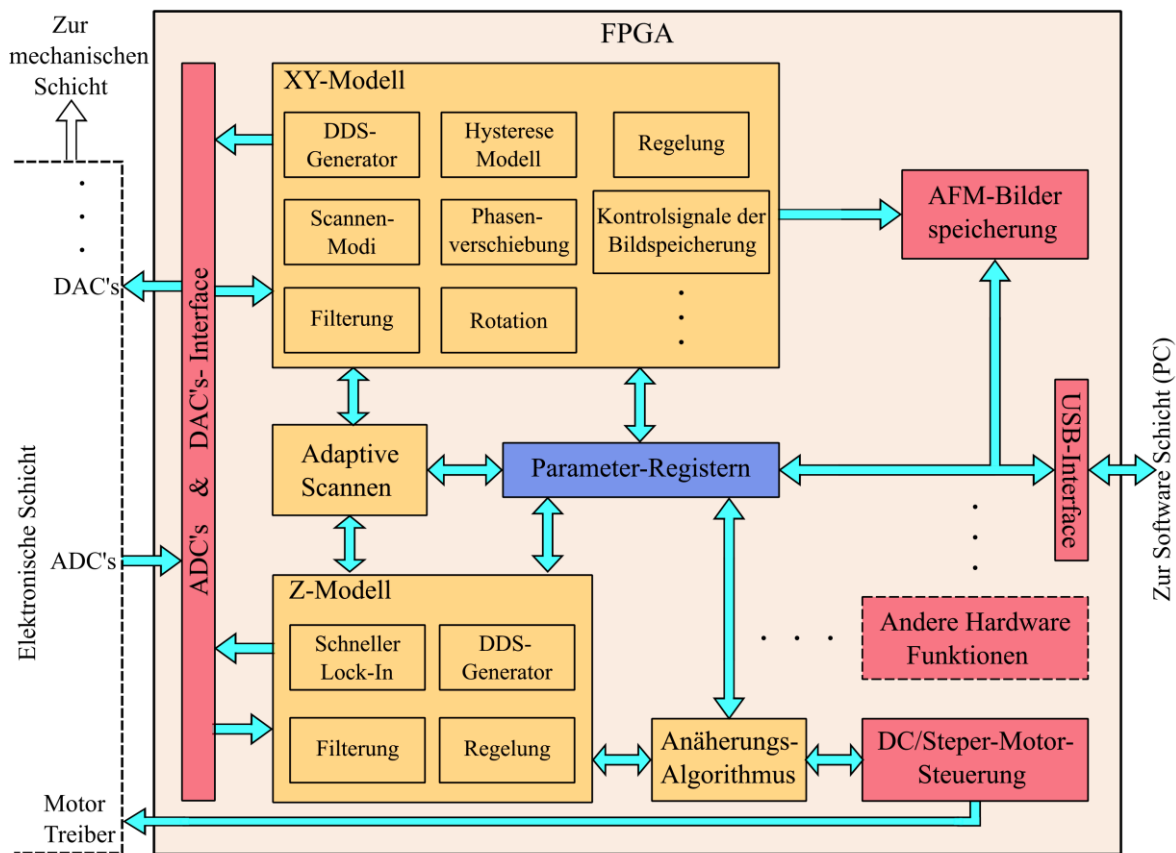


Abb. 2-7: FPGA-Schicht des AFM-Systems (die roten Blöcke sind nicht Bestandteil dieser Arbeit).



Abb. 2-8: FPGA-Module mit Spartan-3A DSP FPGA von Xilinx.

Für die Entwicklung und Implementierung der algorithmischen Modelle auf FPGA wird eine Kombination von zwei unterschiedlichen Methoden verwendet:

- 1) Direkte VHDL-Programmierung.
- 2) und graphische Methoden XSG (Xilinx System Generator).

VHDL ist eine kommandozeilenorientierte Hardware-Beschreibungssprache, die in dieser Arbeit für die einfachen und sekundären Aufgaben verwendet wurde.

Dagegen wurden die komplexen und wesentlichen Algorithmen unter Verwendung des graphischen Programmierertools XSG entwickelt, simuliert und auf FPGA implementiert.

Der Entwurf und die Implementierung eines einzigen Hardware-Modell ist ein iterativer Prozess, der Revisionen und erneutes Testen erfordert, wie in der Abb. 2-9 gezeigt wird. Der Prozess des Hardware-Entwurfs beginnt, sobald das Simulink-Modell verifiziert wurde.

Vor dem Einbau des Hardware-Modells muss auf jede mögliche Vereinfachung der komplexen Mathematik geachtet werden, um die möglichen „Timing-Probleme“ zu vermeiden. Diese sollte innerhalb der Simulink-Blöcke vor Beginn der Hardware-Phase durchgeführt und erneut verifiziert werden. Sobald alle mathematischen Änderungen überprüft sind, können das Design für die Hardware optimiert und mit dem System Generator Blöcke aufgebaut werden. Die effizienteste Optimierung der Hardware kann durch Zerlegen des langen seriellen Modells zu parallelen Teil-Modellen erfolgen. Dafür müssen die mathematischen Funktionen, die parallel ausgeführt werden können, bestimmt werden. Die logischen Funktionen werden mit Hilfe des Karnaugh-Veitch-(KV)-Diagramms [131] vereinfacht.

Sobald das System Generator-Modell entwickelt worden ist, sollte eine erste Überprüfung auf mögliche Zeitsynchronisationsprobleme abgeschlossen werden, insbesondere mit algebraischen Schleifen. Zusätzlich sollten Abtastraten in den verschiedenen Phasen des Hardware-Flusses berücksichtigt werden. Und „Sampling-up“- und „Sampling-down“-Mechanismen müssen eingeführt werden, wo das notwendig ist. In dieser Phase der Entwurfsentwicklung ist es nicht notwendig, die Wortlänge zu berücksichtigen, da die Timing-Probleme abhängig von der Taktrate und spezifischen Hardware sind. Der Hardware-Simulation-Prozess ermöglicht eine flexiblere Prüfung des Hardware-Designs.

Sobald der allgemeine Entwurf überprüft ist, kann die Wortlänge reduziert werden, um die erforderliche Menge von Logikgattern zu minimieren und um die Chancen der „Timing-Probleme“ zu verringern. Nachdem die Änderungen der Wortlänge geprüft wurden, kann eine Timing-Analyse ausgeführt werden. Nach den erforderlichen Korrekturen kann ein Hardware-Co-Simulation-Test durchgeführt werden. Dann wird der entsprechende HDL-Code vom XSG-Modell erzeugt. Die Integration des System Generator-Projekts mit dem ISE-Project-Navigator kann einen zusätzlichen VHDL-Code (z.B. Signal-Routing und Registern zum Empfangen und Speichern der Modell-Variablen) erfordern. In ISE ist es möglich, den kompletten VHDL-Code zu kompilieren, das Verhalten des Systems zu simulieren, die Timing-Analyse durchzuführen und die Konfigurationsdatei (Bitfile) für das gewünschte FPGA zu erzeugen. Diese Datei kann aus dem Computer an dem Board heruntergeladen werden, wo das FPGA enthalten ist (auf das FPGA oder seinen

Konfigurationsspeicher). Schließlich muss die Performanz des Entwurfs mit dem realen AFM-System überprüft werden.

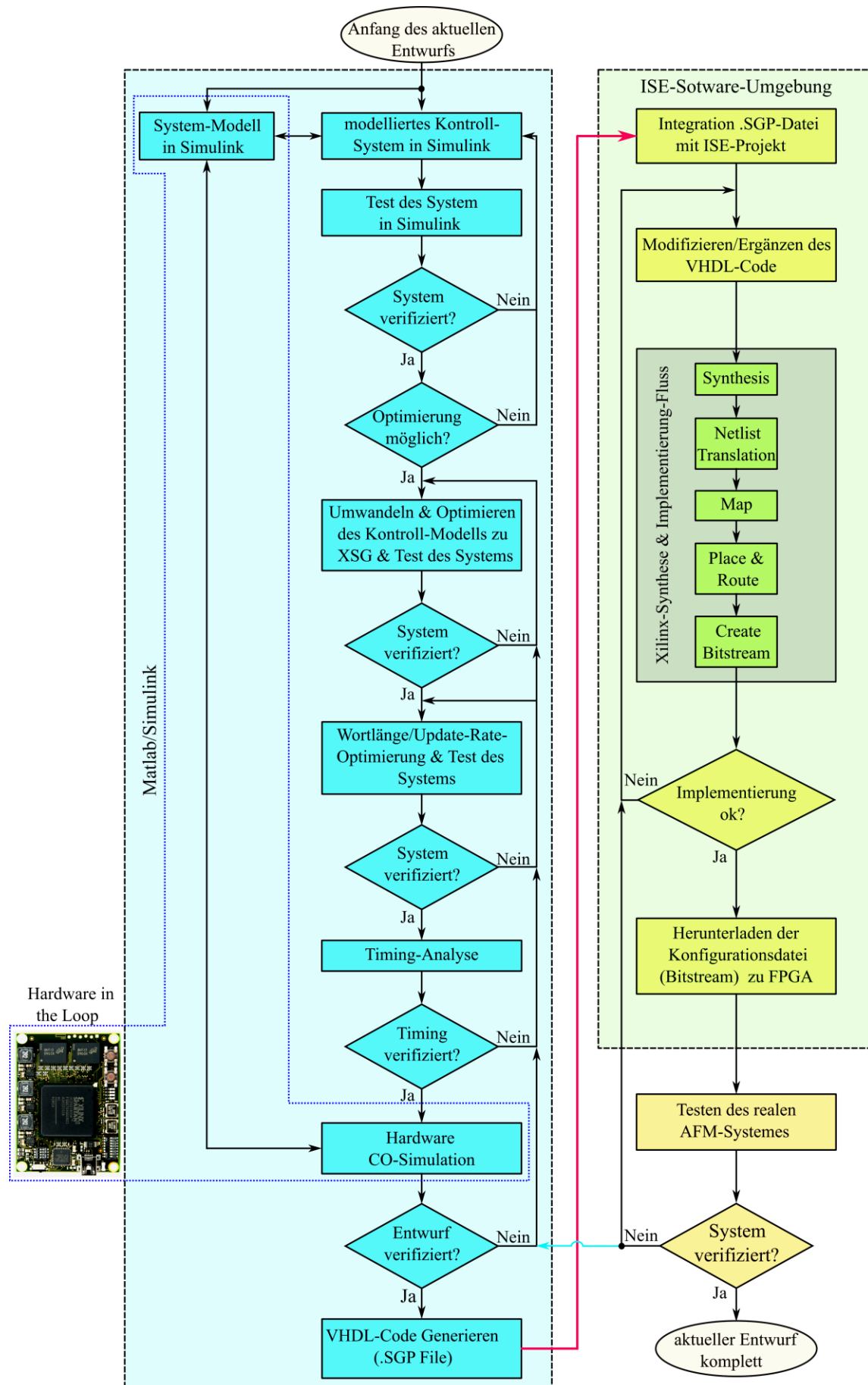


Abb. 2-9: Verfahren des Entwurfs und der Implementierung der Regelmodelle auf FPGA.

### 3 Entwurf und Implementierung von IIR-Filtern mit hohem Durchsatz

Wie bereits erwähnt, werden auf FPGA zahlreiche Hardware-Modelle und Routinen für die Annäherungsmethode (*engl.* Approach) und für die Regelung und Steuerung des AFM-Systems in der X-, Y- und Z-Richtung implementiert. Die digitalen Filter sind ein wichtiger Teil von allen implementierten Modellen. Für die Verbesserung der AFM-Geschwindigkeit müssen die digitalen Filter die Anforderungen an den hohen Datendurchsatz erfüllen. Deshalb wird vom Autor eine neue IIR-Filterstruktur zur Erhöhung des Durchsatzes (ohne Steigerung der Auslastung der Hardware-Ressourcen) entwickelt.

Die Filter in dieser Arbeit werden als rekursive Digitalfilter (IIR-Filter: Infinite Impulse Response) entworfen, da sie weniger Rechenoperationen als die nichtrekursiven Digitalfilter (FIR-Filter: Finite Impulse Response) benötigen. Die IIR-Filter können ähnlich den analogen (zeitkontinuierlichen) Filtern entworfen und dann durch geeignete Transformation in Digitalfilter überführt werden [132].

Für den Filterentwurf braucht der Autor keine Software (wie Matlab *FDATool*: Filter Design and Analysis Tool) zur Berechnung der Filter-Koeffizienten. Zunächst wird der Filter als zeitkontinuierliche Übertragungsfunktion im Laplace-Bereich definiert. Dann wird diese zeitkontinuierliche Übertragungsfunktion an der zeitdiskreten Übertragungsfunktion in der Z-Domäne transformiert, um die diskreten Kompensationskoeffizienten zu bestimmen. Um einen hohen Durchsatz des IIR-Filters zu gewährleisten, wird eine neue IIR-Filter-Struktur, die „Pipeline-Doppelrate-Struktur“ genannt wird, entworfen. Dazu werden die möglichen Probleme aufgrund der Quantisierung und der Rundungsoperationen behandelt.

#### 3.1 Einleitung für IIR-Filter

Der IIR-Filter wird als ein kausales zeitdiskretes LTI-System (Lineares zeitinvariantes System) betrachtet. Die Übertragungsfunktion des IIR-Filters im Z-Bereich hat die folgende Form [132]:

$$G(Z) = \frac{Y(Z)}{X(Z)} = \frac{\sum_{i=0}^n a_i \cdot Z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^m b_i \cdot Z^{-i}} \quad (3-1)$$

Oder:

$$Y(Z) = X(Z) \cdot \sum_{i=0}^n a_i \cdot Z^{-i} - Y(Z) \cdot \sum_{i=1}^m b_i \cdot Z^{-i} \quad (3-2)$$

Wobei  $X(Z)/Y(Z)$  die Z-Transformation des Filter-Eingangs/-Ausgangs sind,  $a_i$  und  $b_i$  die Filterkoeffizienten sind, die basierend auf den vorgegebenen Filterspezifikationen berechnet werden können. Jede Multiplikation mit  $Z^{-i}$  entspricht der Verzögerung um  $i$ -Taktperioden.

Die Differenzgleichung des IIR-Filters [132-133]:

$$y_k = \sum_{i=0}^n a_i \cdot x_{k-i} - \sum_{i=1}^m b_i \cdot y_{k-i} \quad (3-3)$$

Die Eingangsfolge  $\{x_k\}$  soll zur Ausgangsfolge  $\{y_k\}$  gefiltert werden.

Die erste Summe repräsentiert den nichtrekursiven Teil und die zweite Summe repräsentiert den rekursiven Teil der Differenzengleichung des IIR-Filters. Die größere der beiden natürlichen Zahlen  $n$  und  $m$  heißt Ordnung der Differenzengleichung oder des Filters. Die Differenzengleichung hat für diskrete LTI-Systeme die gleiche Bedeutung wie die Differentialgleichung für kontinuierliche LTI-Systeme [132].

Als Beispiel des Entwurfs von IIR-Filter wird ein Tiefpass erster Ordnung ausgewählt. Die kontinuierliche Übergangsfunktion dieses Filters im Laplace-Bereich lautet:

$$G_1(s) = \frac{\omega_g}{s + \omega_g}, \quad (3-4)$$

wobei:  $\omega_g = 2\pi f_g$  ist die Grenzfrequenz des Filters bei -3dB.

Die Anwendung der Rechteckregel-Transformation  $s = (Z - 1)/T_f$  auf die kontinuierliche Übergangsfunktion des Filters liefert die Übergangsfunktion des IIR-Tiefpassfilters erster Ordnung im  $Z$ -Bereich (diskrete Zeit):

$$G_1(Z) = \frac{Y(Z)}{X(Z)} = \frac{a_1 \cdot Z}{Z - b_1} = \frac{a_1}{1 - b_1 \cdot Z^{-1}} \quad (3-5)$$

Wobei  $a_1 = \omega_g \cdot T_f$  und  $b_1 = 1 - \omega_g \cdot T_f$  die Filterkoeffizienten.

Durch Anwendung der Verschiebungsregel der  $z$ -Transformation [132] erhält man die folgende Differenzengleichung des Filters:

$$y_k = b_1 \cdot y_{k-1} + a_1 \cdot x_k \quad (3-6)$$

$x_k$  und  $y_k$  sind jeweils die Eingangsgröße und die Ausgangsgröße des Filters zu den diskreten Zeitpunkten.

Dieser Filter kann mit den drei Grundbausteinen „Addierer“, „Multiplizierer“ und „Verzögerungselement“ (delay element) gemäß Abb. 3-1 aufgebaut werden. Das Verzögerungselement kann durch einen Register als Speicherzelle realisiert werden, in denen Zustandsvariablenwert abgespeichert wird ( $R_1$  in der Abb. 3-1). Das Diagramm zeigt auch den nicht-rekursiven Teil (NRT) und rekursiven Teil (RT) des IIR-Filters.



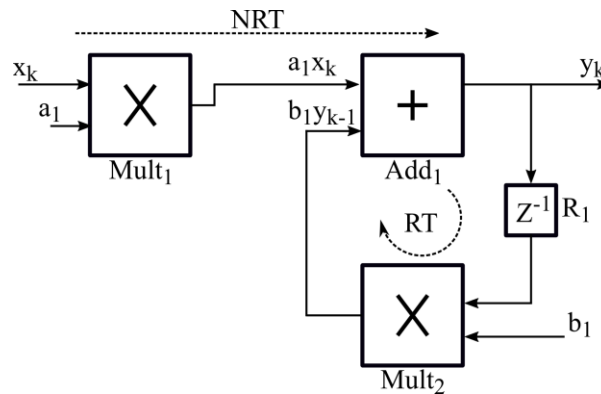


Abb. 3-1: Die Struktur des IIR-Filters erster Ordnung. NRT: nichtrekursiver Teil, RT: rekursiver Teil,  $R_1$ : Verzögerungselement (Register).

Die folgenden zeitlichen Nachteile besonders im rekursiven Teil verhindern, dass diese Filterform mit hohem Abtastrate auf FPGA funktioniert [134]:

- Die Laufzeitverzögerung kann durch einzelne Multiplizierer innerhalb der Rückkopplung schon höher als die angegebene Taktperiode sein; dadurch können die Spezifikationen nicht erfüllt werden.
- Durch die Routing kann eine zusätzliche Verzögerung innerhalb der Rückkopplung entstehen.
- In der Rückkopplungsschleife gibt es einen Multiplizierer und einen Addierer nacheinander, die innerhalb eines Taktes ausgeführt werden müssen. Dadurch kann eine kombinatorische Verzögerung entstehen, die nicht mit der Taktfrequenz passend sein kann.

Diese verschiedenen Verzögerungen innerhalb der Rückkopplung führen sicherlich zu einer Veränderung des Übertragungsverhaltens und der Grenzfrequenz des Filters. Diese Veränderung hängt von den Werten der Zeitverzögerungen ab. Verschiedene Verfahren wie „look ahead-Methode“ [135] werden angegeben, die dieses Problem umgehen. Die Anwendung der „look ahead-Methode“ hat gezeigt, dass eine hohedurchsatzrate erreicht werden kann. Aber der Nachteil dieser Methode ist Mehraufwand an Hardware-Ressourcen, so dass weitere Multiplizierer und Addierer nötig werden. Daher wird vom Autor eine neue Implementierungsmethode vorgestellt, die im nächsten Abschnitt (3.2) erläutert wird.

### 3.2 Pipeline-Doppelrate-Struktur für die IIR-Filter mit hohem Durchsatz

Zunächst wird die Entwurfs- und Implementierungsmethode des vorher ausgewählten Tiefpassfilters erster Ordnung (Gl. (3-6)) erläutert. Danach wird die gleiche Methode auch für den Hoch- und Tiefpass hoher Ordnung, Notchfilter und PID-Regler verwendet.

Die vorher genannten zeitlichen Nachteile können durch die folgenden 3 Schritten avoided werden:

- 1) Mehrere Takt-Verzögerungen werden für den Multiplizierer gegeben (der rote Kreis in Abb. 3-2), um so die Berechnungszeit innerhalb dieser Takte durchführen zu können.

- 2) Dazu erfolgt auch die Einbringung von Pipeline-Registern in die rekursiven und nichtrekursiven Teile (der blaue Kreis in Abb. 3-2).
- 3) Um die Änderung der Filter-Übertragungsfunktion wegen der zusätzlichen Zeitverzögerungen (in den Schritten 1 und 2) zu vermeiden, wird die Filter-Struktur modifiziert. die neue Struktur arbeitet mit zwei Takt-Signalen, wie später erläutert wird (Seite 32).

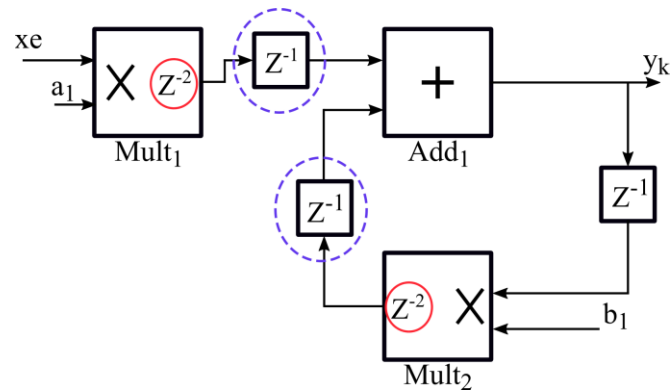


Abb. 3-2: Einfügen von Pipeline-Registern im rekursiven und nichtrekursiven Pfad des Filters.

Zuerst wird geprüft, ob die erste und zweite Schritte zu einer Änderung der Übertragungsfunktion des Filters führen:

a) Nichtrekursiven Teil:

Das Einfügen von den Pipeline-Registern (der blaue Kreis in **Abb. 3-3**) und den Takt-Verzögerungen des Multiplizierers (der rote Kreis in **Abb. 3-3**) innerhalb des nichtrekursiven Teils (Abb. 3-3) führt zu keiner Veränderung der Grenzfrequenz des Filters, da keine Änderungen in den Polstellen des Filters entstehen (der Filter hat immer noch nur eine einzige reale Polstelle bei  $Z = b_1$ ). Jedes Register im nichtrekursiven Teil entspricht einer Nullstelle im Ursprung ( $z = 0$ ), was eine Takt-Verzögerung verursacht.

Die Differenzgleichung kann von der Struktur in der Abb. 3-3 hergeleitet werden:

$$y_{k-3} = b_1 \cdot y_{k-4} + a_1 \cdot x_{k-3} \quad (3-7)$$

Wenn die Differenzgleichung (3-6) für den Takt  $(k - 3)$  geschrieben wird, bekommt man die gleiche Gleichung (3-7).

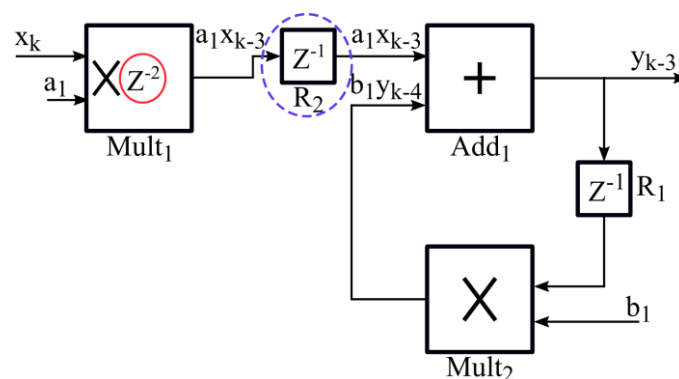


Abb. 3-3: Einfügen von Pipeline-Registern im nichtrekursiven Pfad des Filters.

b) Rekursiven Teil:

Das Einfügen von Pipeline-Registern (auch Takt-Verzögerungen des Multiplizierers) innerhalb des rekursiven Teils führt zu einer Veränderung der Übertragungsfunktion des Filters wie in der Gleichung:

$$G_2(z) = \frac{a_1 z^n}{z^n - b_1} = \frac{a_1}{1 - b_1 z^{-n}} \quad (3-8)$$

Die Differenzgleichung dieses Filters lautet:

$$y_k = b_1 \cdot y_{k-n} + a_1 \cdot x_k \quad (3-9)$$

wobei n die Anzahl der Pipeline-Register (und Verzögerungsglieder) im rekursiven Teil ist, wie die Abb. 3-4 zeigt (n = 4).

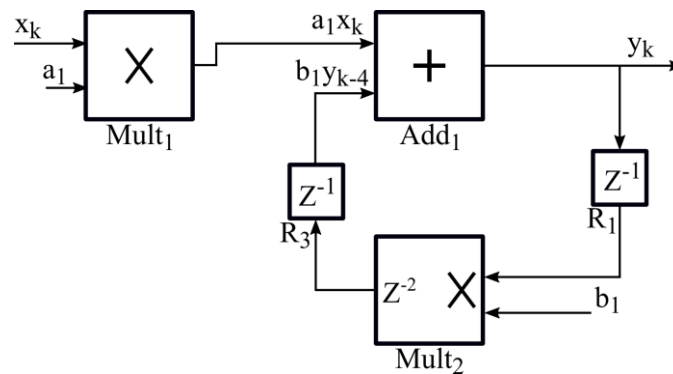


Abb. 3-4: Einfügen von Pipeline-Registern im rekursiven Pfad des Filters.

Die Übertragungsfunktion (3-8) ist nicht identisch mit der originalen Übertragungsfunktion des Filters (Gl. (3-5)) und hat n Pole an den folgenden Stellen:

$$Z_i = \sqrt[n]{b_1} \cdot e^{\frac{j \cdot (i-1) \cdot 2\pi}{n}}; \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (3-10)$$

(z.B. wäre n=4:  $Z_1 = \sqrt[4]{b_1}$ ,  $Z_2 = \sqrt[4]{b_1} \cdot e^{\frac{j \cdot \pi}{2}}$ ,  $Z_3 = \sqrt[4]{b_1} \cdot e^{j\pi}$ ,  $Z_4 = \sqrt[4]{b_1} \cdot e^{\frac{j \cdot 3\pi}{2}}$ ).

Um diese Änderung der originalen Filter-Übertragungsfunktion zu vermeiden, wird die Filter-Struktur modifiziert. Meine neue Struktur (Abb. 3-5) ermöglicht das Einfügen von Verzögerungselementen in den rekursiven und nichtrekursiven Pfaden, ohne Änderungen in der Filter-Übertragungsfunktion zu verursachen. Alle Komponenten arbeiten (Multiplizierer, Addierer und Register) parallel mit der Abtastzeit  $T_f$ , die mit dem Takt-Signal der FPGA-Karte identisch ist ( $T_f = clk$ ). Das Freigabesignal („enb“-Signal) hat die Periode  $T_e$  und steuert die Ausgänge von den Registern  $R_{e2}$ ,  $R_{e3}$  und  $R_{e4}$ . Diese Register werden vom Autor effektive Register (E – Register) genannt, da sie die Zeitverzögerungen der Filter-Differenzgleichung bestimmen. Der Ausgang von jedem E – Register wird nur aktualisiert, wenn das „enb-Signal“ aktiv ist.

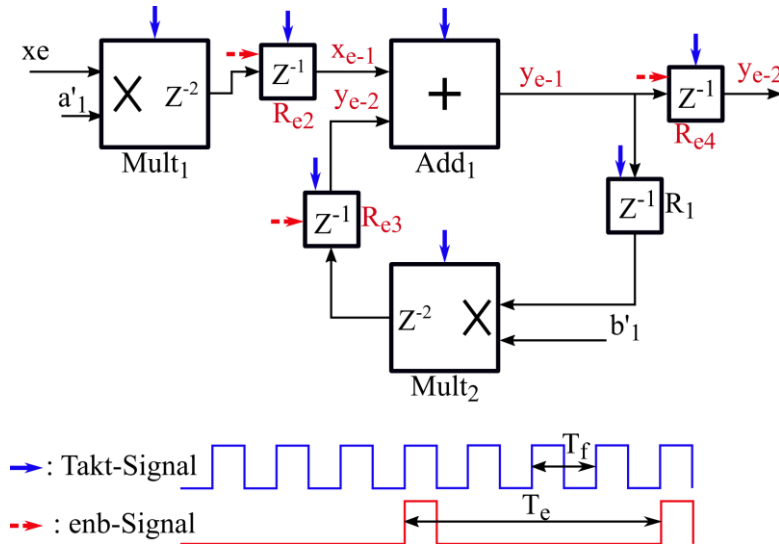


Abb. 3-5: Pipeline-Doppelrate-Struktur für die IIR-Filter mit hohem Durchsatz.

Wie die Abb. 3-5 zeigt, lautet die Beziehung zwischen der Abtastzeit  $T_f$  und der Periode des „enb“-Signals  $T_e$ :

$$T_e = K \cdot T_f$$

$K$  ist integer Zahl und muss gleich oder größer als die Summe aller Takt-Verzögerungen sein, die innerhalb des kritischen rekursiven Pfades stattfinden. Für die Filter-Struktur in der Abb. 3-5 muss  $K \geq 4$  sein, da der kritische rekursive Pfad vier Takt-Verzögerungen hat.

Die effektive Abtastrate der neuen Filter-Struktur, die als „Pipeline-Doppelrate-Struktur“ genannt wird, ist identisch mit  $T_e$ , und seine Übertragungsfunktion hat die neuen Koeffizienten  $b'_1$  und  $a'_1$ :

$$G_3(Z) = \frac{a'_1 \cdot Z}{Z - b'_1} \quad (3-11)$$

$b'_1$  und  $a'_1$  werden nach der neuen Abtastzeit berechnet:  $b'_1 = 1 - \omega_g \cdot T_e$ ,  $a'_1 = \omega_g \cdot T_e$

Die Differenzgleichung dieses Filters lautet:

$$y_e = b'_1 \cdot y_{e-1} + a'_1 \cdot x_e \quad (3-12)$$

Wenn  $x_e$  und  $y_e$  die Eingangsgröße und die Ausgangsgröße des Filters zum Zeitpunkt  $T_e$  sind, wird  $y_{e-1}$  die Ausgangsgröße zum nächsten Zeitpunkt  $2T_e$ .

Wenn die Frequenz des Takt-Signales ( $clk$ ) 100 MHz ist ( $1/T_f = 100 \text{ MHz}$ ), und  $K = 4$  ist, arbeitet der Filter mit der Abtastfrequenz  $1/T_e = 1/4T_f = 25 \text{ MHz}$ .

Bei Implementierung des Filters in FPGA muss geeignete Wortlänge (Bitanzahl) zum Repräsentieren der Filterkoeffizienten verwendet werden. Die kurze Wortlänge der Koeffizienten (Quantisierung) verursacht die Verschiebung der Position der Pole und Nullstellen des Filters. Dies wiederum bewirkt, dass die Frequenzantwort des Filters von der "idealen" Antwort aufgrund von Koeffizienten-Quantisierungsfehlern abweicht. Durch die Erhöhung der Wortlänge für jeden Koeffizienten wird dieses Problem minimiert.

Zusätzlich kann durch die Nutzung der Rundungsoperationen nach jedem Multiplizierer und Addierer Rauschen entstehen. Um das zu verringern, muss eine ausreichende Bitanzahl für die mathematischen Filteroperationen verwendet werden. Hier ist es auch wichtig, zu berücksichtigen, dass ein Wachstum in der Bitanzahl durch diese Operationen entstehen kann.

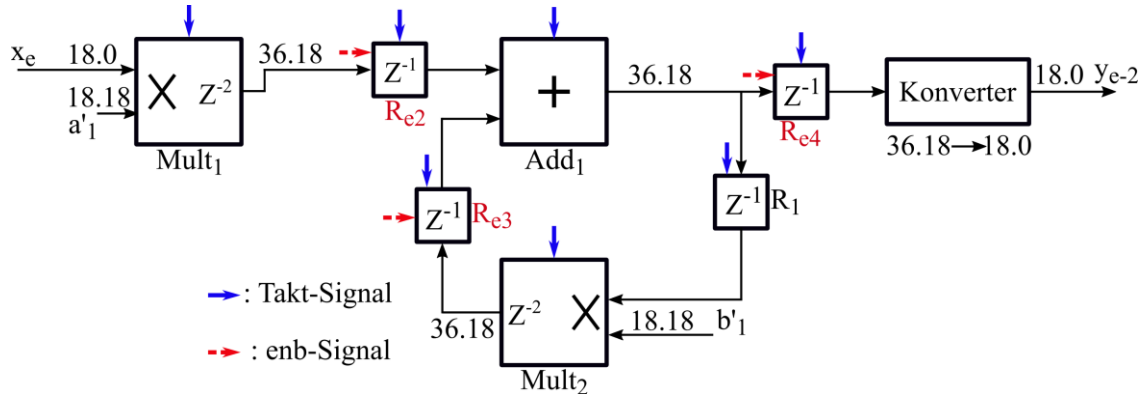


Abb. 3-6: Das verwendete *Festkomma*-Format bei der Implementierung der Pipeline-Doppelrate-Struktur des IIR-Filters.

Für die Implementierung des IIR-Filters wird das *Festkomma*-Format verwendet. Die Abb. 3-6 zeigt die verwendeten Wortlängen. Das Format „L.N“ stellt eine Zahl mit der gesamten Länge „L“, „N“ Nachkommastellen und „V = L-N“ Vorkommastellen dar. Z.B. das Format „32.18“ repräsentiert eine *Festkomma*-Zahl mit 14 Bits (32-18) für die Vorkommastellen und 18 Bits für die Nachkommastellen. Der Ausgang des Filters muss das gleiche Format (18.0) wie der Eingang haben. Damit Eingang und Ausgang des Filters das gleiche Format (18.0) haben, ist eine Format-Konvertierung nötig. Der Konverter in der Abb. 3-6 ändert die Quantisierung der Zahl, aber nicht den Wert, von (36.18) zu (18.0). Die Konvertierung wird nicht innerhalb der rekursiven und nichtrekursiven Pfade verwendet, sondern nur am Ausgang des Filters. Dadurch wird das Rauschen (aufgrund dieser Quantisierung) vermieden.

### Hochpassfilter erster Ordnung mit hohem Durchsatz:

Für den Entwurf des Hochpasses wird die gleiche Strategie verwendet, die bei dem Tiefpass-Entwurf verfolgt wurde. Die Z-Übertragungsfunktion von einem Hochpassfilter erster Ordnung kann leicht von der Übertragungsfunktion des Tiefpasses (die Gl. (3-11)) berechnet werden:

$$G_h(Z) = 1 - G_3(Z) = 1 - \frac{a'_1 \cdot Z}{Z - b'_1} = \frac{Z - 1}{Z - b'_1} \quad (3-13)$$

wobei  $a'_1 + b'_1 = 1$

$b'_1 = 1 - \omega_g \cdot T_e$ ,  $a'_1 = \omega_g \cdot T_e$  die Filterkoeffizienten sind;  $T_e$  ist die effektive Abtastzeit des Filters.  $\omega_g = 2\pi f_g$  ist die Grenzfrequenz des Filters bei -3dB.

Die Differenzgleichung dieses Filters lautet:

$$y_e = b'_1 \cdot y_{e-1} + x_e - x_{e-1} \quad (3-14)$$

Die Abb. 3-7 zeigt die Pipeline-Doppelrate-Struktur des IIR-Hochpassfilters erster Ordnung mit hohem Durchsatz. Das Register  $R_5$  trennt zwischen den Addierern  $Add_1$  und  $Add_2$ , und das Register  $R_6$  synchronisiert zwischen dem rekursiven und nichtrekursiven Pfad. Für diese Struktur muss  $K \geq 5$  sein, da der kritische rekursive Pfad fünf Takt-Verzögerungen hat. Wenn die Frequenz des Takt-Signales ( $1/T_f = 100 \text{ MHz}$ ) ist, und  $K = 5 = T_e/T_f$  ist, arbeitet der Filter mit der Abtastfrequenz  $20 \text{ MHz}$ .

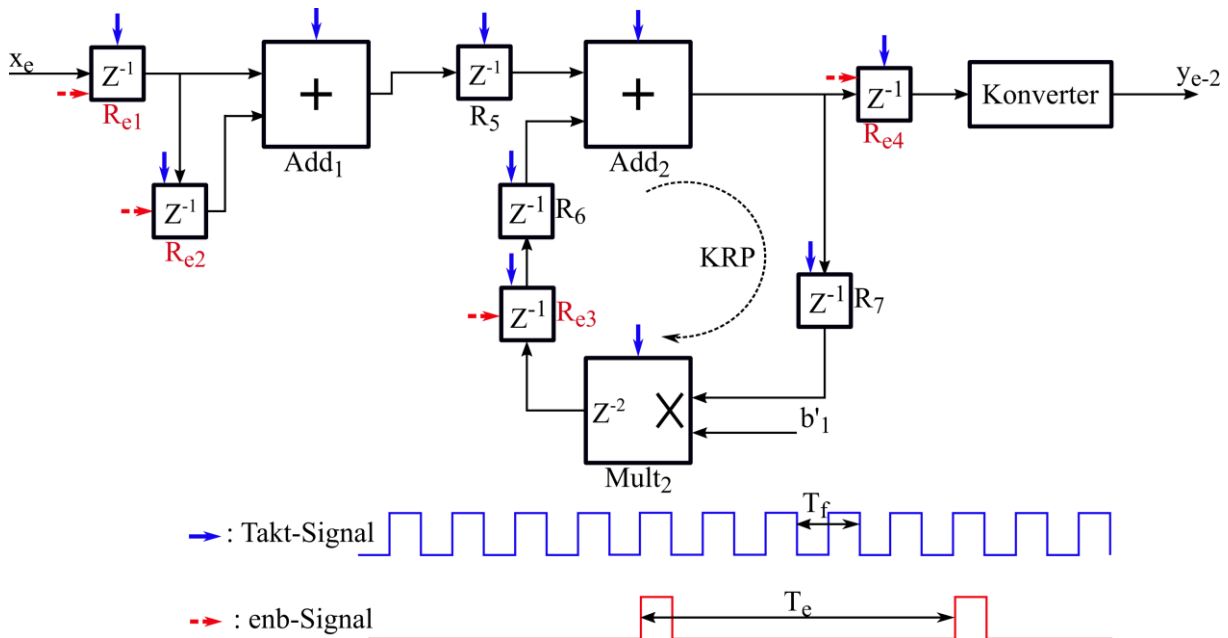


Abb. 3-7: Die Pipeline-Doppelrate-Struktur des IIR-Hochpassfilters erster Ordnung mit hohem Durchsatz. KRP: Der kritische rekursive Pfad, der fünf Takt-Verzögerungen hat.

### Hoch-/Tiefpassfilter hoher Ordnung:

Die gleiche Methode wie beim Filter erster Ordnung wird auch für den Hoch- und Tiefpass hoher Ordnung verwendet.

In manchen Anwendungen sind der hohe Durchsatz und die große Bandbreite nicht erforderlich. Für solche Situationen kann eine neue Filter-Struktur, die „Karussell-Struktur“ genannt wird, verwendet werden. In der Abb. 3-8 wird diese Struktur gezeigt, nur ein einfacher Tief-/Hochpassfilter wird verwendet, um einen Filter verschiedener Ordnung zu bekommen. Jedes Sample läuft vier Mal durch den Filter erster Ordnung. Diese Struktur kann als Filter erster, zweiter, dritter oder vierter Ordnung verwendet werden und er braucht nur einen Addierer und einen Multiplizierer, was den FPGA-Ressourcen-Aufwand bei der Implementierung erheblich verringert.

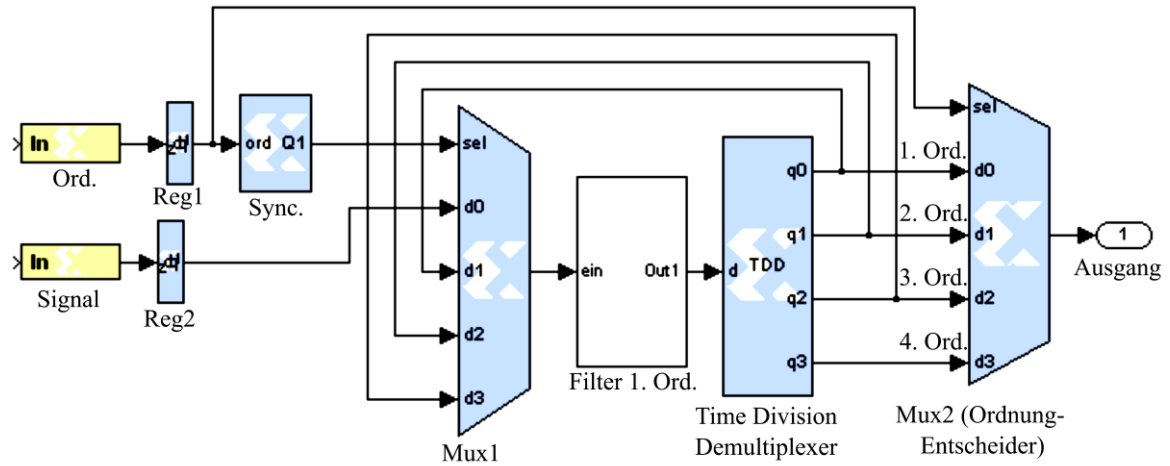


Abb. 3-8: Reduzierung den FPGA- Ressourcen durch die Verwendung der von mir genannten „Karusell-Struktur“.

### 3.3 IIR-Notchfilter mit hohem Durchsatz

Ein Filter im Laplace-Bereich, der zwei Pole und zwei Zeros hat, kann durch die folgende Übertragungsfunktion beschrieben werden:

$$G_n(s) = K_s \frac{s^2 + 2d_n\omega_0 s + \omega_0^2}{s^2 + 2d_p\omega_0 s + \omega_0^2} = K_s \frac{s^2 + \frac{\omega_0}{Q_n} \cdot s + 1}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q_p} \cdot s + 1} \quad (3-15)$$

Mit:  $0 < d_n \leq 1$  und  $0 < d_p \leq 1$

$\omega_0 = 2\pi f_0$  : die Zentralfrequenz des Filters,  $d_n$  : Dämpfungsfaktor der Nullstellen,  $d_n$  : Dämpfungsfaktor der Pole,  $K_s$  : DC-Verstärkung des Filters,  $Q_n$  : Qualitätsfaktor der Zeros,  $Q_p$  : Qualitätsfaktor der Pole.

Die Übertragungsfunktion des IIR-Notchfilters im Z-Bereich ist:

$$G_n(Z) = \frac{a_1 \cdot Z^2 + a_2 \cdot Z + a_3}{Z^2 + b_2 \cdot Z + b_3} = \frac{a_1 + a_2 \cdot Z^{-1} + a_3 \cdot Z^{-2}}{1 + b_2 \cdot Z^{-1} + b_3 \cdot Z^{-2}} \quad (3-16)$$

Wobei  $a_1, a_2, a_3, b_2$ , und  $b_3$  die Koeffizienten des IIR-Notchfilters sind.

Im Abschnitt 5.2.3 wird erläutert, wie können diese Koeffizienten nach den Filter-Spezifikationen bestimmt werden.

Durch Anwendung der Verschiebungsregel der z-Transformation erhält man die folgende Differenzengleichung:

$$y_n = -b_2 \cdot y_{n-1} - b_3 \cdot y_{n-2} + a_1 \cdot x_n + a_2 \cdot x_{n-2} + a_3 \cdot x_{n-2} \quad (3-17)$$

Hier wird auch die gleiche Strategie verwendet, die bei dem Tiefpass- und dem Hochpass-Entwurf (Abschnitt 3.2) gefolgt wurde. Die Abb. 3-9 zeigt die Pipeline-Doppelrate-Struktur des IIR-Notchfilters mit hohem Durchsatz. Das Register  $R_5$  trennt zwischen den Addierer  $Add_1$

und  $Add_2$ , und das Register  $R_6$  synchronisiert zwischen dem rekursiven und nichtrekursiven Pfad. Für diese Struktur muss  $K \geq 7$  sein, da der kritische rekursive Pfad (KRP) sieben Takt-Verzögerungen hat. Wenn die Frequenz des Takt-Signales ( $1/T_f = 100 \text{ MHz}$ ) ist, und  $K = 8 = T_e/T_f$  ist, arbeitet der Filter mit der Abtastfrequenz  $12,5 \text{ MHz}$ .

Die Ausgänge der effektiven Register ( $R_{e1}, R_{e2}, R_{e3}, R_{e4}, R_{e5}$  und  $R_{e6}$ ) werden mit dem „enb“-Signal aktiviert, das die Frequenz  $12,5 \text{ MHz}$  ( $1/T_e$ ) hat.

Die Register  $R_1, R_2$  und  $R_3$  trennen zwischen den Addierern, während die Register  $R_4, R_5$  und  $R_6$  eine Synchronisationsaufgabe haben.

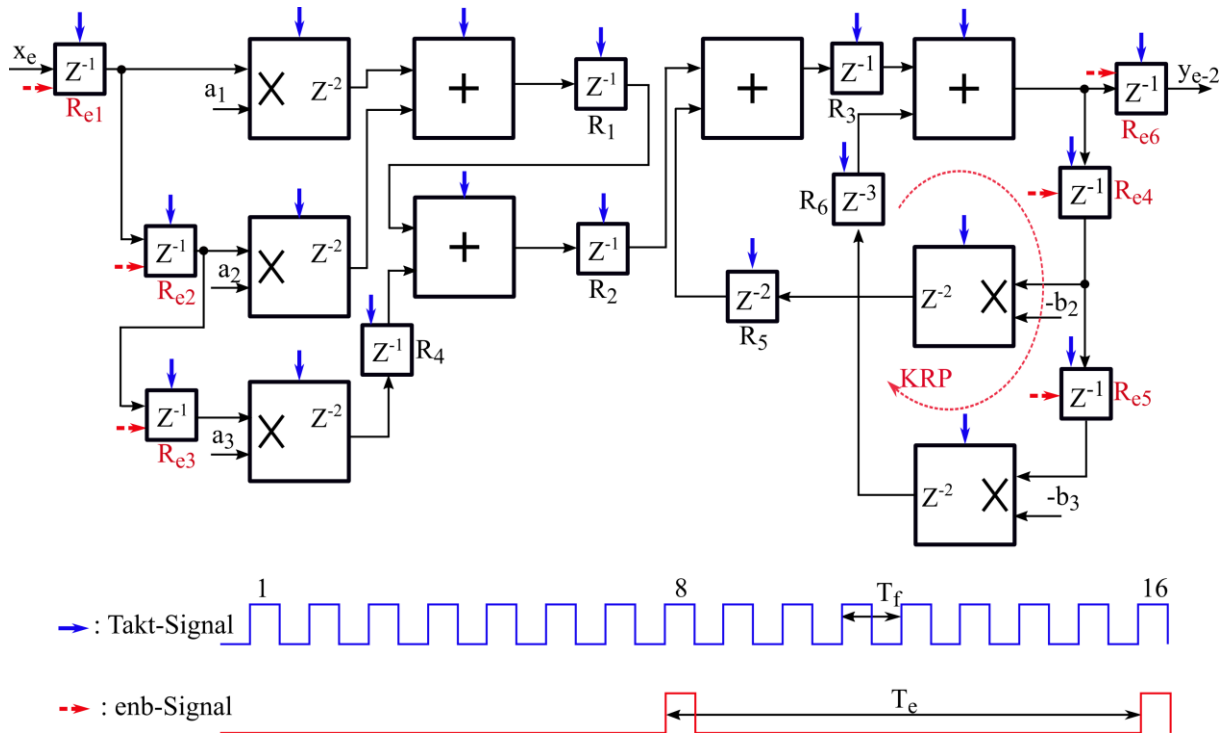


Abb. 3-9: Die Pipeline-Doppelrate-Struktur des IIR-Notchfilters mit hohem Durchsatz. KRP: Der kritische rekursive Pfad, der sieben Takt-Verzögerungen hat.

Dieser Filter hat zwei signifikante Parameter: den Qualitätsfaktor  $Q$  und den Betrag des Frequenzgangs an der Resonanzstelle  $B_0$ .

$B_0$  wird so definiert:

$$B_0 = 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{d_n}{d_p} \right) = 20 \cdot \log_{10}(d) \quad (3-18)$$

Und der Q-Faktor wird so gegeben:  $Q = 1/2d_p$

Daher die Bandbreite:  $B_n = f_0/Q$

Bedingung:  $d > 2$  für Notchfilter und  $d < 0.5$  für Peakfilter.

Ausgehend von gewünschten  $B_0$ ,  $f_0$  und Q-Faktor (oder Bandbreite) kann der Notchfilter nach folgenden Schritten entworfen werden:



1- vom gewünschten Q-Faktor wird  $d_p$  mit der folgenden Formel berechnet:

$$d_p = 1/2Q \quad (3-19)$$

2- von  $B_0$  wird  $d_n$  mit der folgenden Formel berechnet:

$$d_n = d_p \cdot 10^{\frac{B_0}{20}} \quad (3-20)$$

Die Abb. 3-10 zeigt die verschiedenen Einstellungsmöglichkeiten des Filters.

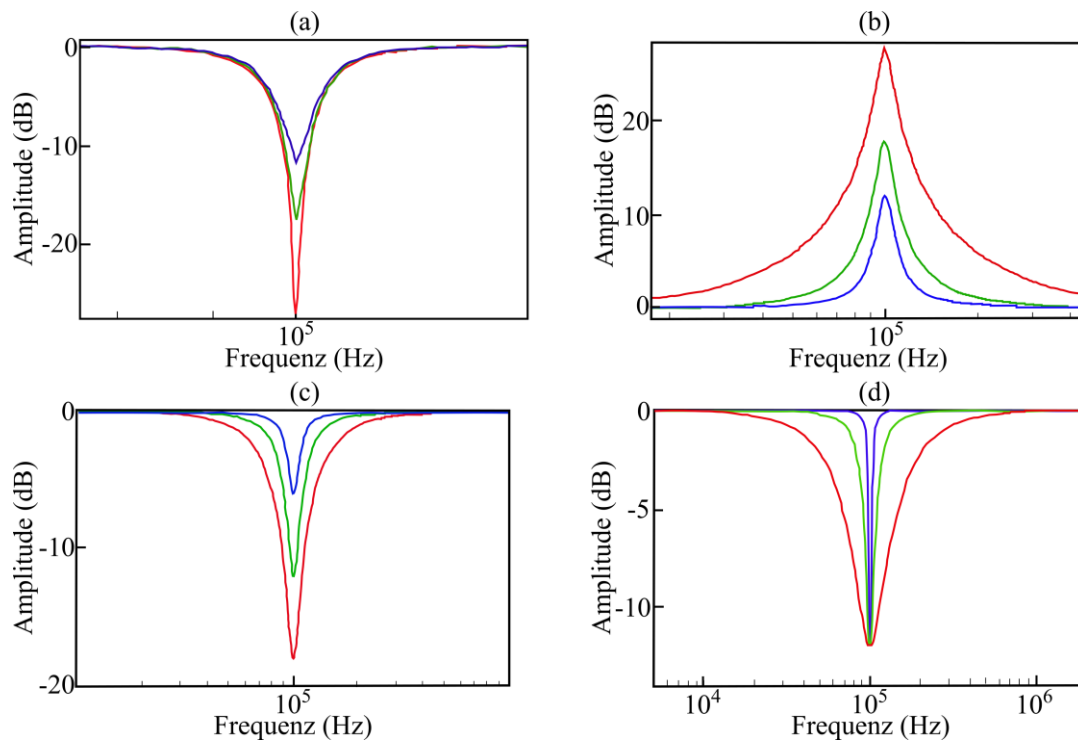


Abb. 3-10: Verschiedene Einstellungsmöglichkeiten des Notch/Peak-Filters.

### 3.4 Digitaler PID-Regler mit hohem Durchsatz

Der PID-Regler (Proportional-Integral-Differenzial) hat die Aufgabe, die Regelgröße  $x(t)$  zu messen, sie mit dem Sollwert  $w(t)$  zu vergleichen und bei Abweichungen ( $x_d(t)$ ) die Stellgröße  $y(t)$  so zu verändern, dass Soll- und Istwert der Regelgröße wieder übereinstimmen bzw. die Differenz minimal wird.

Der P-geregelte Kreis (ohne I und D-Anteilen) ist einfach und arbeitet mit mittlerer Geschwindigkeit im Vergleich zu anderen Regelungen. Das Problem ist die bleibende Regelabweichung. Der I-geregelte Kreis (ohne P- und D-Anteile) ist langsam im Vergleich zu anderen Regelungen. Er hat aber den Vorteil, dass die Abweichung vollständig eliminiert wird. Ein Nachteil aller Regler mit D-Anteil kann die Unruhe im Kreis sein. Ist das Sensorsignal verrauscht, so

wird dieses Rauschen durch die Differenziation weiter verstärkt und wieder in den Kreis hineingegeben. Dadurch wird der Aktuator stärker belastet. Macht der Regler insbesondere sehr hohe Ausschläge als Folge von schnellen Änderungen des Sollwertes.

Die schnellsten Regler sind die mit einem D-Anteil (PD und PID). Der D-Anteil kommt deshalb hauptsächlich zum Einsatz, wenn schnelle Dynamik gefragt ist oder die Strecke selbst schon instabil ist. Voraussetzung für die Schnelligkeit ist allerdings, dass keine Begrenzung im Stellglied oder Aktuator auftritt. In der Praxis ist eine Begrenzung meistens nicht zu vermeiden. Deshalb gilt die Sprungantwort in der Praxis nur für kleine Sprünge.

Die Regler ohne D-Anteil, aber mit P-Anteil (P und PI) sind mittelschnell.

Die gleiche Entwurfsmethode des digitalen Filters kann auch für den Entwurf des PID-Reglers verwendet werden. Die Funktion eines analogen PID-Reglers in Parallellform kann wie folgt beschrieben werden [111]:

$$y(t) = K_R \cdot \left[ x_d(t) + \frac{1}{T_N} \int x_d(t) \cdot dt + T_V \cdot \frac{dx_d(t)}{dt} \right] \quad (3-21)$$

$$y(t) = K_R \cdot x_d(t) + K_I \int x_d(t) \cdot dt + K_D \cdot \frac{dx_d(t)}{dt}$$

Wobei  $y(t)$ : Regler-Ausgang,  $K_R$ : Proportionale Verstärkung,  $x_d(t)$ : Regelabweichung,  $T_N$ : Nachstell-Zeit (Integral-Zeitkonstante),  $T_V$ : Vorhaltezeit (Differenzierzeitkonstante),  $K_I = K_R/T_N$ : Integrale Verstärkung,  $K_D = K_R \cdot T_V$ : Differenziale Verstärkung,

Die Anwendung der Laplace-Transformation auf die Gleichung (3-21) führt zu:

$$y(s) = K_R \cdot x_d(s) + \frac{K_I}{s} x_d(s) + K_D \cdot s \cdot x_d(s) \quad (3-22)$$

Die Übertragungsfunktion des PID-Reglers:

$$G_{PID}(s) = \frac{y(s)}{x_d(s)} = \frac{K_R \cdot s + K_I + K_D \cdot s^2}{s} \quad (3-23)$$

Die Anwendung der Rechteckregel-Transformation [111]  $s = \frac{Z-1}{T}$  liefert die Übergangsfunktion des PID-Reglers im Z-Bereich (diskrete Zeit):

$$G_{PID}(Z) = \frac{\frac{K_D}{T} + (K_R - \frac{2K_D}{T}) \cdot Z^{-1} + (-K_R + K_I \cdot T + 2 \cdot \frac{K_D}{T}) \cdot Z^{-2}}{1 - Z^{-1}} \quad (3-24)$$

die Gleichung (3-24) hat die Form der universellen Struktur zweiter Ordnung (genau wie beim Notchfilter Glg. (3-16)):

$$G(Z) = \frac{a_1 + a_2 \cdot Z^{-1} + a_3 \cdot Z^{-2}}{1 + b_2 \cdot Z^{-1} + b_3 \cdot Z^{-2}} \quad (3-25)$$

mit den folgenden Koeffizienten:

$$a_1 = \frac{K_D}{T} \quad (3-26)$$

$$a_2 = K_R - \frac{2K_D}{T}$$

$$a_3 = -K_R + K_I \cdot T + \frac{2K_D}{T}$$

$$b_1 = 1 \quad ; \quad b_2 = -1 \quad ; \quad b_3 = 0$$

Für die Implementierung dieses PID-Reglers kann die gleiche Strategie verwendet, die bei dem Tiefpassfilter- und Notchfilter-Entwurf (Abschnitte 3.2 und 3.3) gefolgt wurde.

Im Folgenden zeigen wir eine andere Möglichkeit zum Entwurf des PID-Reglers. Die Gleichung (3-21) kann in eine Differenzgleichung durch Diskretisierung umgewandelt werden. Der Differentialanteil wird durch eine Differenz erster Ordnung und das Integral durch eine Summe ersetzt. Die Differenzgleichung ist also wie folgt gegeben [111]:

$$y_k = K_R \cdot \left[ x_{d,k} + \frac{1}{T_N} \sum_{i=0}^{k-1} x_{d,i} \cdot T + T_V \cdot \frac{x_{d,k} - x_{d,k-1}}{T} \right] \quad (3-27)$$

P-Element:  $y_{P,k} = K_R \cdot x_{d,k}$

Der Proportional-Faktor wird von der PC Software zu FPGA als Integer-Zahlen (16 Bits)  $K_{RS}$  übertragen. Im FPGA wird dieser Faktor durch  $2^{B_r}$  dividiert; das kann besonders leicht durch das arithmetische Schieben um  $B_r$  Bits nach rechts erfolgen. Das bedeutet, dass der PID-Regler den Proportional-Faktor  $K_R = K_{RS} \cdot 2^{-B_r}$  hat.

I-Element:  $y_{I,k} = K_I \cdot T \cdot \sum_{i=0}^{k-1} x_{d,i} = K'_I \cdot \sum_{i=0}^{k-1} x_{d,i}$

Die Integral-Verstärkung wird von der PC Software zu FPGA als Integer-Zahlen (16 Bits)  $K_{IS}$  übertragen. Im FPGA wird dieser Faktor durch  $2^{B_i}$  dividiert; das kann besonders leicht durch das arithmetische Schieben um  $B_i$  Bits nach rechts erfolgen. Das bedeutet  $K'_I = K_{IS} \cdot 2^{-B_i}$ .

Die richtige Integral-Verstärkung und Nachstell-Zeit des PID-Reglers kann wie folgt bestimmt werden:

$$K_{IS} \cdot 2^{-B_i} = K_I \cdot T$$

$$K_I = \frac{K_{IS} \cdot 2^{-B_i}}{T} \quad (3-28)$$

$$T_N = \frac{K_R}{K_I} = \frac{K_{RS} \cdot 2^{-B_r} \cdot T}{K_{IS} \cdot 2^{-B_i}} = \frac{K_{RS}}{K_{IS}} \cdot T \cdot 2^{(B_i - B_r)}$$

D-Element:

$$y_{D,k} = K_R \cdot T_V \cdot \frac{x_{d,k} - x_{d,k-1}}{T} = \frac{K_D}{T} \cdot (x_{d,k} - x_{d,k-1}) = K'_D \cdot (x_{d,k} - x_{d,k-1}) \quad (3-29)$$

Die Differenzial-Verstärkung wird von der PC Software zu FPGA als Integer-Zahlen (16 Bits)  $K_{DS}$  übertragen. Im FPGA wird dieser Faktor mit  $2^{B_d}$  multipliziert, das kann besonders leicht durch das arithmetische Schieben um  $B_d$  Bits nach links erfolgen. Das bedeutet  $K'_D = K_{DS} \cdot 2^{B_d}$ .

Die richtige Differenzial-Verstärkung und Vorhalt-Zeit des PID-Reglers werden wie folgt bestimmt:

$$\begin{aligned} K_{DS} \cdot 2^{B_d} &= \frac{K_D}{T} \\ K_D &= K_{DS} \cdot T \cdot 2^{B_d} \\ T_V &= \frac{K_D}{K_R} = \frac{K_{DS}}{K_{RS}} \cdot T \cdot 2^{(B_d+B_r)} \end{aligned} \tag{3-30}$$

Alle Komponenten des Entwurfs arbeiten mit der FPGA-Abtastrate 100 MHz. Die Abtastrate des PID-Reglers ist 20 MHz und seine Bandbreite ist 10 MHz.  $B_r$ ,  $B_i$  und  $B_d$  hat die Werte 10, 21 und 6 Bits.

## 4 Annäherung der Spitze an die Probenoberfläche (*Approaching*)

Die Annäherung ist der Prozess, durch den die Cantileverspitze sehr nahe an oder in Kontakt mit einer Oberfläche der Probe gebracht wird. Der erforderliche Abstand zwischen der Spitze und der Oberfläche liegt im Bereich von einigen Nanometern bis einigen zehn Nanometern. Dieser Abstand ist abhängig vom AFM-Betriebsmodus und der Spitze-Oberfläche-Wechselwirkungskraft, die von den Eigenschaften der Oberfläche und der Spitze abhängt [90].

Die Annäherung ist einer der wichtigsten Prozesse, die eine wichtige Rolle bei der Bestimmung spielen, ob das AFM-System schnell ist oder nicht. Das gilt insbesondere bei industriellen Anwendungen, die eine Wiederholung des Annäherungsprozesses erfordern, was etwa bei AFM-Abbildungen der Oberfläche an verschiedenen Stellen der Probe während der gleichen Sitzung (step and image) der Fall ist.

### 4.1 Traditioneller Annäherungsalgorithmus

Die folgende Annäherungsmethode wird in den meisten kommerziellen AFM-Systemen verwendet [70]: Zuerst wird eine manuelle Grobannäherung der Spitze in Richtung der Probe mit einem DC- oder Schrittmotor durchgeführt, wobei der initiale Spitze-Oberfläche-Abstand groß (im Zentimeter-Bereich) ist.

Diese Grobannäherung wird mit dem Auge geprüft und beendet, wenn der Abstand in den Millimeter-Bereich kommt.

Danach wird ein automatisierter langsamer Annäherungsprozess durchgeführt. Die Z-Piezo wird in Richtung der Spitze verlängert. Wenn kein Kontakt anerkannt (Der Sollwert nicht erreicht wird) wird, wird die Rückkopplung deaktiviert, der Piezoaktuator wieder zurückgezogen und der Schrittmotor bewegt sich ein paar  $\mu\text{m}$  in der Richtung der Spitze (dieser Abstand muss kleiner als der Z-Bereich des Piezoactuators sein). Dann wird die Rückkopplung wieder aktiviert, und der Piezo-Aktuator beginnt wieder die Ausdehnung in Richtung der Spitze. Dieser Ablauf muss mehrmals wiederholt werden, bis der Sollwert erreicht ist.

Diese Methode hat die folgenden Nachteile:

- Es ist kein vollautomatischer Prozess (die erste Phase ist manuell und muss mit den Augen geprüft werden).
- Sie ist langsam und dauert ein paar Minuten.
- Häufige Aktivierung und Deaktivierung des Z-Reglers.

## 4.2 Schneller, vollautomatischer Annäherungsalgorithmus

Wir haben einen Algorithmus für die automatische Annäherung der Sonde in Richtung der Oberfläche der Probe (oder der Probe in Richtung der Sonde) in einer sehr schnellen und sicheren Art und Weise entwickelt.

Dieses Verfahren basiert auf der Überwachung der Interaktion zwischen der Spitze des Cantilevers und der Probe während der Annäherung, um die Spitze-Oberfläche-Entfernung zu bestimmen.

Der initiale Abstand zwischen der Spitze und der Probe vor der Annäherung liegt im Bereich von mehreren Zentimetern bis zu mehreren Mikrometern. Der Abstand muss groß sein, wenn die Annäherung nach einem Wechsel der Probe oder des Cantilevers durchgeführt wird, um die Spitze und/oder Oberfläche nicht zu beschädigen.

Unabhängig vom initialen Abstand gewährleistet dieser neue Algorithmus eine schnelle und sichere Annäherung. Dabei handelt es sich um einen vollautomatischen Prozess. Es besteht keine Notwendigkeit zur manuellen Verringerung des Probe-Spitze-Abstands. Darüber hinaus ist kein optisches Mikroskop nötig, um den Abstand zu beobachten, was viel Zeit sparen kann. Zwei Typen von Aktuatoren werden für die Annäherung verwendet: ein DC-Motor (oder Stepper-Motor) für die Grobpositionierung und ein piezoelektrischer Aktuator für die Feinpositionierung.

Bei dem initialen Spitze-Oberfläche-Abstand schwingt der Cantilever frei in der Luft bei oder nahe seiner Resonanzfrequenz mit der Amplitude ( $A_f$ ), wo die Wechselwirkungskräfte zwischen der Cantilever-Spitze und der Probenoberfläche fehlen. Die Amplitude des oszillierenden Cantilevers wird mit einem sehr schnellen digitalen Lock-in-Verstärker gemessen, Erfassungszeit der Amplitude ist  $\tau = 1/f_0$ , wobei  $f_0$  die Resonanzfrequenz des Cantileves ist (Abschnitt. 6.1). Die Differenz zwischen der gemessenen Amplitude des oszillierenden Cantilevers und einem vorher festgelegten Sollwert wird für den Z-Regler verwendet. Dieser Unterschied (Fehlersignal) bei dem initialen Spitze-Oberfläche-Abstand ist wesentlich, konstant. Der piezoelektrische Aktuator dehnt sich zu seinem vollen Bereich als Reaktion des Z-Reglers, der versucht, das Fehlersignal zu reduzieren. Wir verwenden eine digitale einstellbare Anti-Windup-Methode<sup>2</sup>, um die maximale Ausdehnung des piezoelektrischen Aktuators zu steuern, ohne das Z-Regler zu deaktivieren. Damit bleibt die Ausdehnung des piezoelektrischen Z-Aktuators während der Annäherung nicht mehr bei seinem vollen Bereich, sondern wird einstellbar. Der optimale Wert dieser Ausdehnung ist die Hälfte des vollen Bereichs des Z-Aktuators, wobei am Ende der Annäherung der Z-Regler den Piezoaktuator nach oben und unten bewegen kann, um die Topographie der Oberfläche zu verfolgen.

Der Annäherungsprozess besteht aus zwei Phasen:

In der ersten Phase wird die obere Grenze der Ausdehnung des piezoelektrischen Aktuators durch die Verwendung des anti-Windup-Mechanismus auf 50 % seines maximalen Bereichs eingestellt (Abb. 4-1, Punkt A). Gleichzeitig bewegt sich der DC-Motor (oder Schrittmotor) mit einer relativ hohen Geschwindigkeit ( $v_1$ ) von etwa 350  $\mu\text{m/s}$  (700  $\mu\text{m/s}$  für den Schrittmotor).

---

<sup>2</sup> Eine Anti-Windup-Funktion stoppt den Integrator, wenn der Regler-Ausgang seine untere oder obere Grenze erreicht [166].

Das führt zu einer kontinuierlichen und linearen Reduzierung des Abstands zwischen der Spitze und Oberfläche.

Die Schwingungsamplitude des Cantilevers während dieser Phase bleibt konstant bei freier Amplitude, da es keine Wechselwirkung zwischen der Cantilever-Spitze und der Probenoberfläche gibt.

Die zweite Phase beginnt, wenn eine kleine Dämpfung in der Cantilever-Schwingung (ca. 1 Prozent der freien Schwingung) durch z.B. die Luftdämpfung und eine leichte Frequenzverschiebung wegen der langen Reichweite der Spitze-Oberfläche-Wechselwirkung (*eng.* long-range interactions) detektiert werden (Abb. 4-1, Punkt B). Dies geschieht, wenn der Spitze-Oberfläche-Abstand bei mehreren hundert Nanometern bis mehreren hundert Mikrometern ist, was von den Eigenschaften des Cantilevers, der Spitze und der Probe sowie auch von der freien Schwingungsamplitude abhängt.

Die Initialgeschwindigkeit des DC-Motors/Schrittmotors ist in dieser Phase ungefähr  $v_{2\_int} = 200 \mu\text{m/s}$  ( $v_{2\_int} < v_1$ ;  $v_1$  ist die Motor-Geschwindigkeit der ersten Phase der Annäherung). Die Motor-Geschwindigkeit wird in Abhängigkeit von der Spitze-Oberfläche-Wechselwirkung reduziert, wie dies in der folgenden Gleichung ausgedrückt ist:

$$v_2 = v_{2\_int} \frac{(A - A_s)}{(A_f - A_s)} \quad \text{für } A \geq A_s \quad (4-1)$$
$$v_2 = 0 \quad \text{für } A < A_s$$

Wobei:

$v_2$ : Aktuelle Geschwindigkeit des DC-Motors /Schrittmotor in der zweiten Phase der Annäherung.

$v_{2\_int}$ : Initiale Geschwindigkeit des Motors in der zweiten Phase der Annäherung.

$A$ : Schwingungsamplitude des Cantilevers.

$A_s$ : Sollwert.

$A_f$ : Freie Schwingungsamplitude des Cantilevers.

Wir stellen aus der vorherigen Gleichung fest, dass der DC-Motor/Schrittmotor gestoppt wird, wenn die Schwingungsamplitude  $A$  den Amplituden-Sollwert erreicht. In diesem Moment wird die obere Grenze des Anti-Windup auf den maximalen Bereich des Aktuators erhöht (Abb. 4-1, Punkt C).

Mehrere Angelegenheiten gewährleisten den Erfolg dieser schnellen und sicheren Annäherung:

- Die Verwendung eines sehr schnellen digitalen Lock-In-Verstärkers, der die Amplitude des Cantilevers Oszillation in weniger als einer Periode dieser Schwingung erfassen kann.
- Die Verwendung eines digitalen einstellbaren Anti-Windup zur Steuerung der maximalen Ausdehnung des Z-Piezoaktuator ohne die Z-Rückkopplungsschleife zu deaktivieren.
- Die Implementierung des Algorithmus in FPGA garantiert eine Parallelisierung und schnelle

deterministische Reaktionen aller Kontrollaufgaben, die mit diesem Algorithmus verbunden sind.

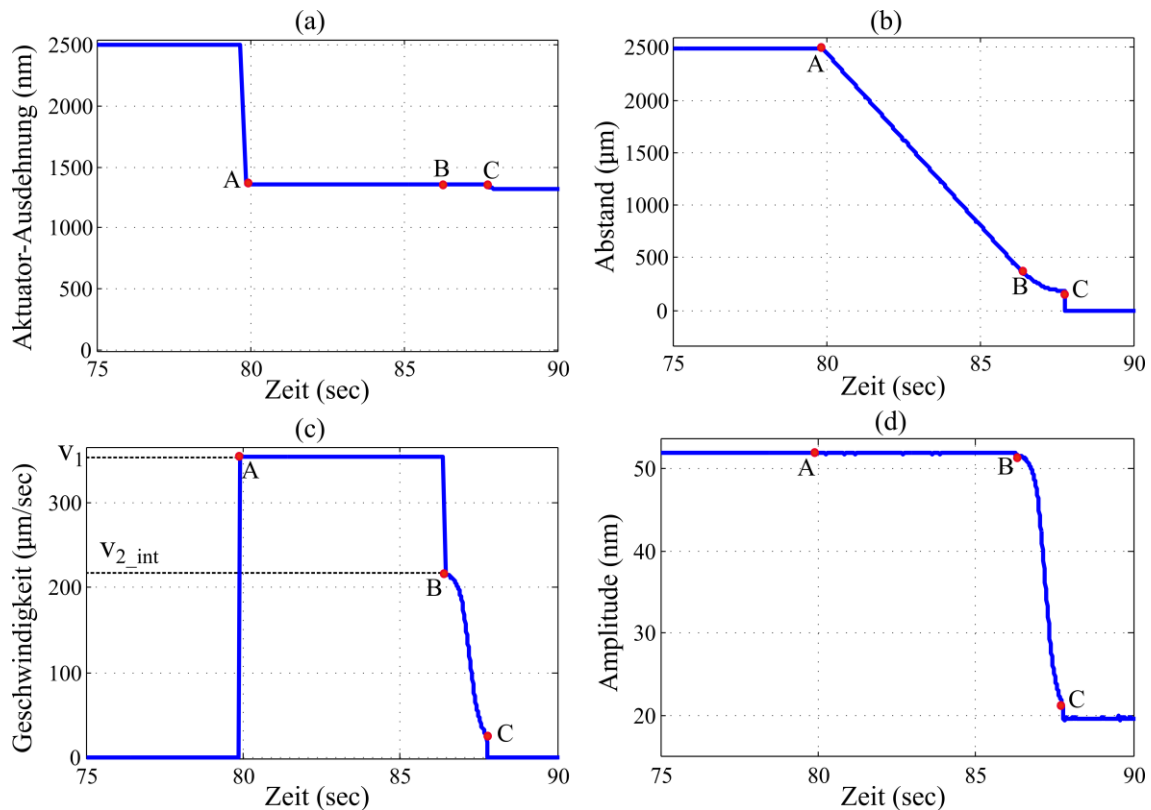


Abb. 4-1: Annäherungsprozess, (A): Annäherungsanfang (erste Phase), (B): Anfang der zweiten Phase, (C): Ende der Annäherung, (a): Ausdehnung des Z-Piezoaktuators, (b): Spitze-Oberfläche-Abstand, (c): Geschwindigkeit des DC-Motors, (d): Schwingungsamplitude des Cantilevers.

Diese Technologie ermöglicht eine schnelle Annäherung der Spitze in der Richtung der Probe im Vergleich zu herkömmlichen Verfahren. Die Annäherungszeit ist ca. 7,6 Sekunden auf mehr als 2,5 mm Abstand zwischen Cantilever und Probe.



## 5 Regelung/Steuerung des AFM in den lateralen Richtungen

Für das Scannen in der X- und Y-Richtung ist eine Positioniereinheit mit hoher Präzision erforderlich. Diese Positioniereinheit (als Scanner bezeichnet) basiert auf piezoelektrischen Aktuatoren, da diese Art von Aktuatoren eine Genauigkeit in der Höhe von einigen nm oder auch im Sub-nm-Bereich ermöglicht. Für die Ansteuerung der Piezoaktoren ist ein XY-System zuständig. Das XY-System ist ein Teilsystem des AFM-Kontrollers und hat die Aufgabe, die zu untersuchende Probe (beim bottom-scanner) oder den cantilever (beim top-Scanner) in der horizontalen Ebene zu bewegen. ("Proben Scannen": Die Probe wird auf einem xyz-Scanner angeordnet und der cantilever bleibt fest. "Spitzen Scannen": Die Probe bleibt fest, und der Scanner bewegt den cantilever). Der Vorteil einer "Spitze Scannen"-AFM ist, dass eine große oder schwere Probe gescannt werden kann. Die Scanner-Dynamik ist hier unabhängig von der Masse der Probe, da die Probe nicht Teil der Last des Scanners ist.

Die Performanz des unregulierten Nanopositioniersystems ist begrenzt durch die folgenden wichtigen Effekte: Hysterese der Piezokeramik, Vibrationen und die Kreuzkopplungen zwischen den Achsen des Scanners. Diese verursachen Verzerrungen im vom AFM erhaltenen Bild. Verschiedenen Regelungstechnologien werden benutzt, um die Auswirkungen dieses Effekts zu kompensieren [45, 48-57].

### 5.1 Hysterese-Kompensator

Die Piezoaktuatoren, die zum Erzielen der Relativbewegung der Spitze des Cantilevers zur Proben-Oberfläche verwendet werden, weisen eine Hysterese auf. Wenn Keramik sich ausdehnt, entstehen negativ geformte Nichtlinearitäten, und wenn das Material sich zusammenzieht, entstehen positiv geformte Nichtlinearitäten. Das verursacht einen Positionierungsfehler und eine Verzerrung im AFM-Bild.

Der Hysterese Kompensator kann entweder als Rückkoppelungsregelung (Feedback) [136-138] oder als Vorwärtsregelung (Feedforward) [139, 107] entworfen werden. Beides hat seine Vor- und Nachteile.

Die Vorteile der Feedback-Regelung liegen zum einen in der Fähigkeit, Modellierungsfehler zu behandeln. Zum anderen ist sie robust in Bezug auf die Veränderung der Parameter, die z.B. durch Temperaturveränderungen der Umwelt eintreten können.

Die Feedback-Regelung hat höhere Präzision als die Feedforward Regelung, aber Feedback benötigt einen Sensor zum Detektieren der Systembewegung. Der Nachteil hier ist, dass der Sensor die ganze Zeit ein Teil der geschlossenen Regelschleife sein muss. In diesem Fall kann die Auflösung im Betriebssignal durch das Rauschen des Sensorsignals verschlechtert werden.

Die Feedforward-Regelung benötigt ein mathematisches Hysterese-Modell. Die Parameter des Modells können experimentell bestimmt werden.

In der Feedforward-Regelung braucht der Sensor kein Teil der Regelschleife zu sein. Deshalb kann sie eine hohe Auflösung erreichen (wenig Rauschen). Sie ist Aktion und keine Reaktion wie die Feedback- Regelung. Somit ist sie schneller als die Feedback- Regelung.

Die Nachteile der Verwendung von Modell-basierten Feedforward-Ansätze sind die Folgenden: Erstens ist ein genaues Modell der Hysterese (sowie Kriechen-Effekt und Kopplung) schwer zu finden. Zweitens können Modell-basierte Ansätze rechnerisch schwerfällig umzusetzen sein. Drittens kann mit der Zeit eine Abweichung der Eigenschaften der piezoelektrischen Materialien eintreten. Die piezoelektrischen Parameter können sich mit der Zeit aufgrund der nachträglichen Polarisierung/Depolarisierung und Erwärmung ändern. Das ist der Grund, warum die Feedforward- Regelung nach einiger Zeit in der Regel unter schlechter Genauigkeit und Nicht-linearität leidet.

In den nächsten Abschnitten wird das Verhalten des X- und Y-Piezoaktuators bei unterschiedlichen Ansteuerungssignalen analysiert und erforscht und die Kurvenanpassung bei den gesammelten experimentellen Daten durchgeführt, um ein Normiertes Modell der Hysterese vom Piezoaktor zu etablieren. Dann erhält man das inverse Modell der Hysterese und der inverse Kompensations-Algorithmus (Vorwärtskopplungs-Regelungsalgorithmus) auf FPGA wird implementiert. Die Spannung, die zur Aktuator-Erregung verwendet wird, kann in Echtzeit mit der Verwendung dieser inversen Funktion modifiziert werden, um das nicht-lineare Verhalten des Aktuators zu kompensieren.

Die neue Idee hier: Durch die Normierung der Hysteresekurven (in Bezug sowohl auf die maximale Ansteuerspannung des X-Piezoaktuators als auch auf die maximale Spannung des Ausdehnungssensors) kann die Komplexität des Hysterese -Modells stark reduziert.

Als Rückkoppelungsregelung wird ein digitaler PID-Regler, der auch auf FPGA implementiert wurde, verwendet. Schließlich wurden Experimente durchgeführt, um zu zeigen, dass die auf FPGA implementierten Algorithmen (Vorwärtsregelung und Rückkoppelungsregelung) die Hysterese der piezoelektrischen Aktoren eliminieren kann.

### **5.1.1 Hysterese-Abhängigkeit der DC- Komponente (Mittelposition)**

Um das Hysterese-Verhalten in Abhängigkeit von der DC-Komponente in der Ansteuerspannung des Piezoaktuators zu studieren, wird der X-Piezoaktor mit Dreiecksignalen mit einer festen Frequenz, fester Amplitude und unterschiedlichen Offset angeregt. Mit einem DMS-Sensor (Dehnungsmessstreifen) kann die resultierende Ausdehnung (in Volt) des X-Scanners gemessen werden. Die Eingangs- und Ausgangsinformationen werden verwendet, um die Hysterese des Piezoaktuators in X-Richtung zu ermitteln. Die Ergebnisse dieser Messungen werden in der Abb. 5-1 zusammengefasst. diese Abbildung zeigt die Hysterese-Kurven für 5 verschiedene DC-Komponenten in der Ansteuerspannung des Piezoaktuators (Offsetspannungen).

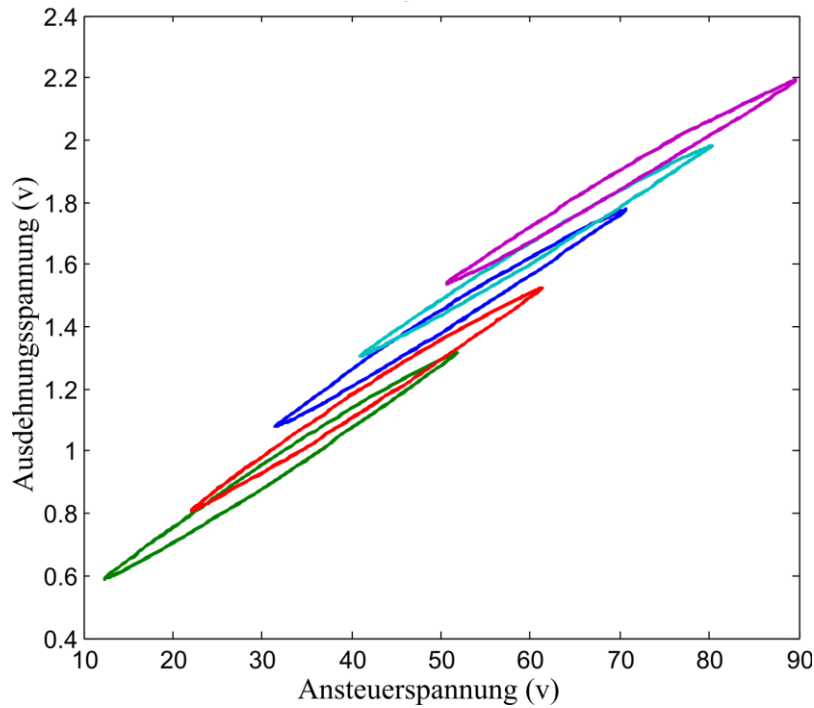


Abb. 5-1: Hysteresis-Abhängigkeit der Offsetspannung.

Durch die Normierung der Hysteresekurven in Bezug sowohl auf die maximale Ansteuerspannung des X-Piezoaktuators als auch auf die maximale Spannung des Ausdehnungssensors erhalten wir die neuen Hysteresekurven, die in der Abb. 5-2 gezeigt werden. Die normierten Hysteresekurven sind identisch. Das bedeutet, dass sie unabhängig von der DC-Komponente der Ansteuerspannung oder von der Offset-Ausdehnung des Piezoaktuators sind.

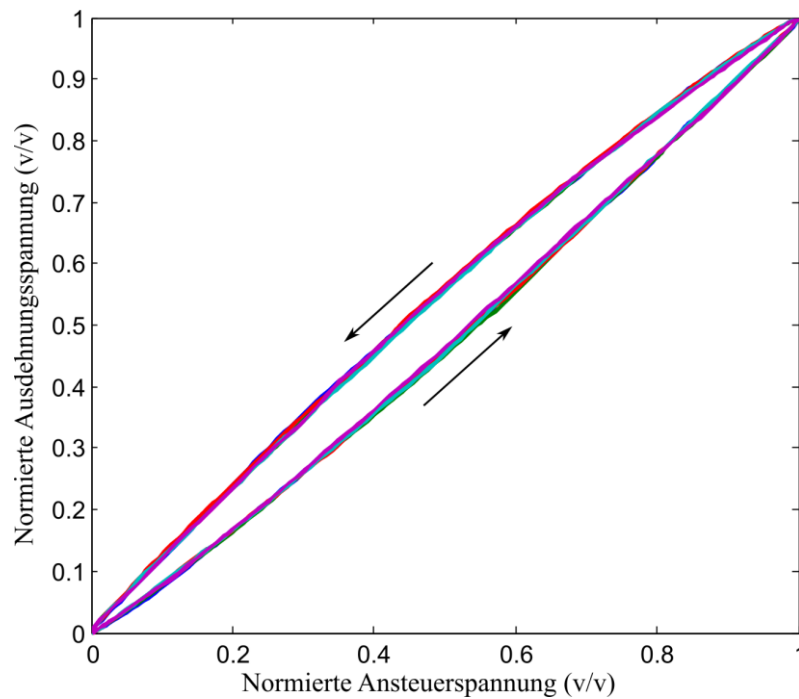


Abb. 5-2: Normierung der Hysteresekurven (von Abb. 5-1) in Bezug sowohl auf die maximale Ansteuerspannung des X-Piezoaktuators als auch auf die maximale Spannung des DMS-Sensors.

### 5.1.2 Hysterese-Abhängigkeit des Scanbereichs

Um das Hysterese-Verhalten des X-Scanners in Abhängigkeit vom Spannungsbereich zu demonstrieren, werden dreieckförmige Spannungssignale mit unterschiedlichen Amplituden, einer festen Frequenz und festen DC-Komponenten zur Ansteuerung des X-Piezoaktuators verwendet.

Die Verschiebung des Scanners in X-Richtung als Antwort auf die angewendeten Spannungen wird durch einen passenden DMS-Sensor detektiert. Die Abb. 5-3 zeigt die erhaltenen Hysterese-Kurven.

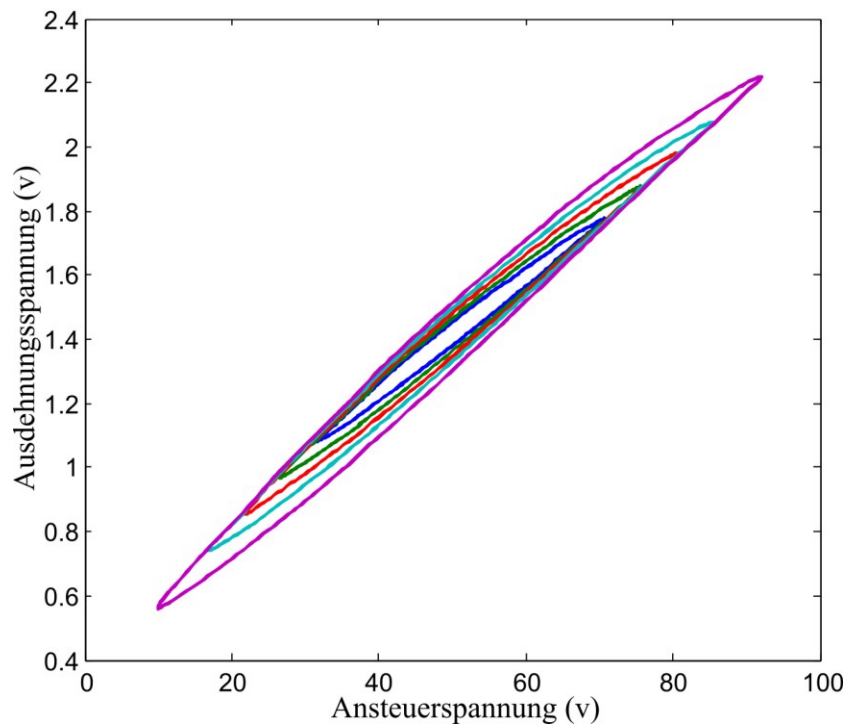


Abb. 5-3: Hysterese-Abhängigkeit vom Scanbereich.

Nach der Normierung dieser Hysteresekurven in Bezug sowohl auf die maximale Ansteuerungsspannung des X-Piezoaktuators als auch auf die maximale Spannung des DMS-Sensors erhalten wir die neuen Hysteresekurven in der Abb. 5-4.

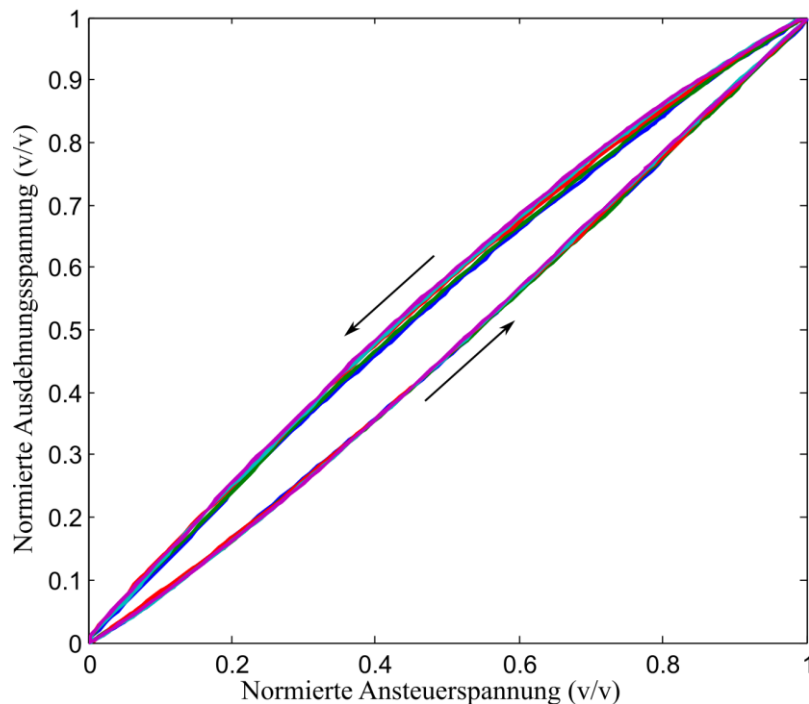


Abb. 5-4: Normierung der Hysteresekurven (von Abb. 5-3) in Bezug sowohl auf die maximale Ansteuerspannung des X-Piezoaktuators als auch auf die maximale Spannung des DMS-Sensors.

Die Abb. 5-2 und Abb. 5-4 zeigen, dass die normierten Hysteresekurven in zwei Phasen, die unterschiedliche Verhalten haben, geteilt werden müssen, Anstiegsphase und absteigende Phase. In der Anstiegsphase ist die normierte Hysteresekurve unabhängig sowohl vom Scanbereich als auch von der Mittelposition des Piezoaktuators. In der absteigenden Phase ist die normierte Hysteresekurve nur vom Scanbereich abhängig. Im Folgenden wird die inverse Funktion zuerst für die Anstiegsphase der normierten Hysteresekurve ermittelt und dann für die absteigende Phase.

### 5.1.3 Inverses Modell der Scanner-Hysterese

**Anstiegsphase:** Die normierten Kurven der Anstiegsphase können durch Anpassung des Polynoms dritten Grades ausgeglichen werden. Um die inverse Funktion von der Anstiegsphase der Hysterese zu ermitteln, müssen zuerst die Kurven dieser Phase an der Winkelhalbierenden gespiegelt werden. Wie vorher erwähnt wurde: Die Spannung, die zur Aktuator-Erregung verwendet wird, kann in Echtzeit mit der Verwendung dieser inversen Funktion modifiziert werden, um das nicht-lineare Verhalten des Aktuators zu kompensieren. Die Abb. 5-5 zeigt die normierten Kurven der Anstiegsphase und ihre Spiegelung.

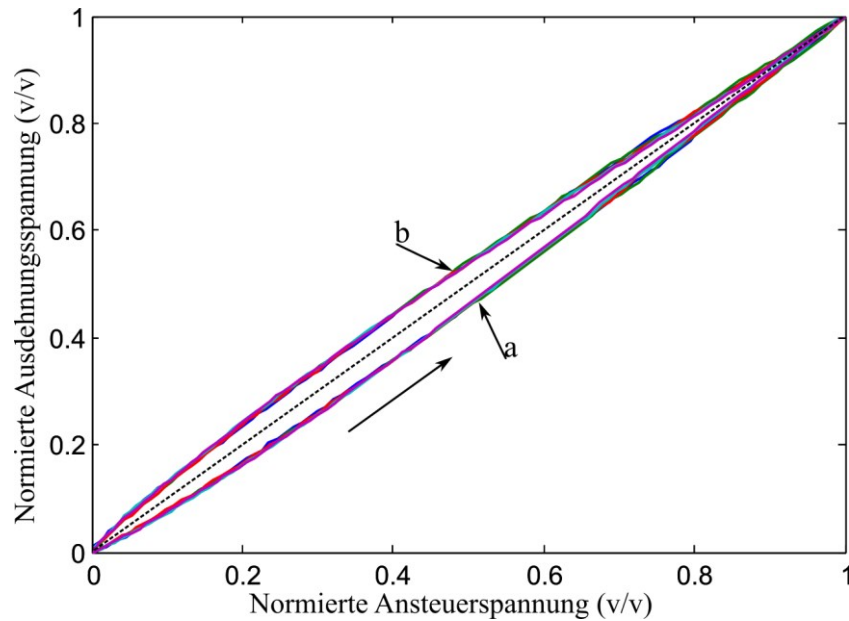


Abb. 5-5: Die normierten Kurven der Anstiegsphase der Hysterese (a) und ihre Spiegelung (b).

Mit Hilfe der „Matlab Curve-Fitting-Toolbox“ können die gespiegelten Kurven durch Anpassung des Polynoms dritten Grades ausgeglichen werden, wie die Abb. 5-6 zeigt.

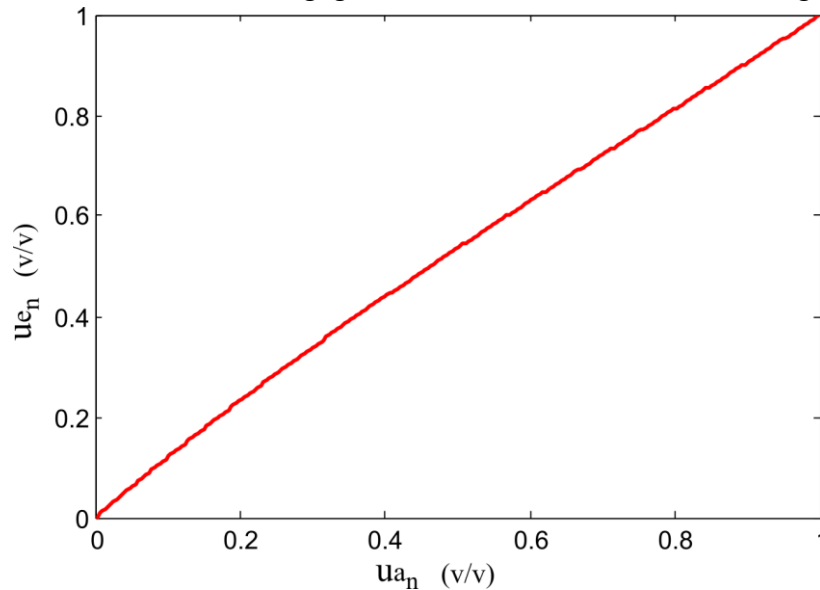


Abb. 5-6: Polynom dritten Grades zum Kompensieren der Anstiegsphase der Hysterese.

Das gesuchte Ausgleichspolynom repräsentiert die inverse Funktion der Anstiegsphase der Hysterese und kann wie folgt formuliert werden:

$$u_{a_n} = f_n(u_{e_n}) = n_3 \cdot u_{e_n}^3 + n_2 \cdot u_{e_n}^2 + n_1 \cdot u_{e_n} + n_0 \quad (5-1)$$

Wobei  $u_{e_n}$ : Normalisierte Anstiegsphase von der Eingangsspannung der inversen Hysterese-funktion. Das Eingangssignal ist ein unmodifiziertes normalisiertes Sinus- oder Dreiecksignal.  
 $u_{a_n}$ : Ausdehnungsspannung des Piezoaktuators.

$n_0, n_1, n_2, n_3$ : Koeffizienten der inversen Funktion der Anstiegsphase der normierten Hysterese-kurve.

Die  $n$  Koeffizienten sind konstant und können von einem beliebigen Scanbereich berechnet werden.

Da die inverse Hystereseffunktion normiert ist, und die Punkte (0,0) und (1,1) auf der inversen Kurve liegen, sind die folgenden Gleichungen immer erfüllt:

$$n_0 = 0 \text{ und } n_1 + n_2 + n_3 = 1.$$

$n_0$  durch 0 in der Gleichung (5-1) ersetzt:

$$u_{a_n} = f_n(u_{e_n}) = n_3 \cdot u_{e_n}^3 + n_2 \cdot u_{e_n}^2 + n_3 \cdot u_{e_n} \quad (5-2)$$

Mit Hilfe der „Matlab Curve-Fitting-Toolbox“ werden die folgenden Werte für die Koeffizienten ermittelt:

$$n_1 = 1.245; n_2 = -0.445; n_3 = 0.2$$

Nach der Ersetzung dieses Koeffizienten-Wertes in der Gleichung (5-2) bekommen wir die folgende (gemessene) inverse Funktion:

$$u_{a_n} = f_n(u_{e_n}) = 0.2 \cdot u_{e_n}^3 - 0.445 \cdot u_{e_n}^2 + 1.245 \cdot u_{e_n} \quad (5-3)$$

**Absteigende Phase:** Da diese Phase vom Scanbereich abhängig ist, muss ein Polynom der dritten Ordnung an jede normierte Kurve der absteigenden Phase der Hysterese angepasst werden. Dadurch erhält man eine Gruppe von Ausgleichspolynomen. Jeder Scanbereich entspricht einem einzelnen Ausgleichspolynom. Danach wird jedes Ausgleichspolynom an der Winkelhalbierenden gespiegelt. Die Abb. 5-7 zeigt die normierten Kurven der absteigenden Phase der Hysterese und ihre Spiegelungen.

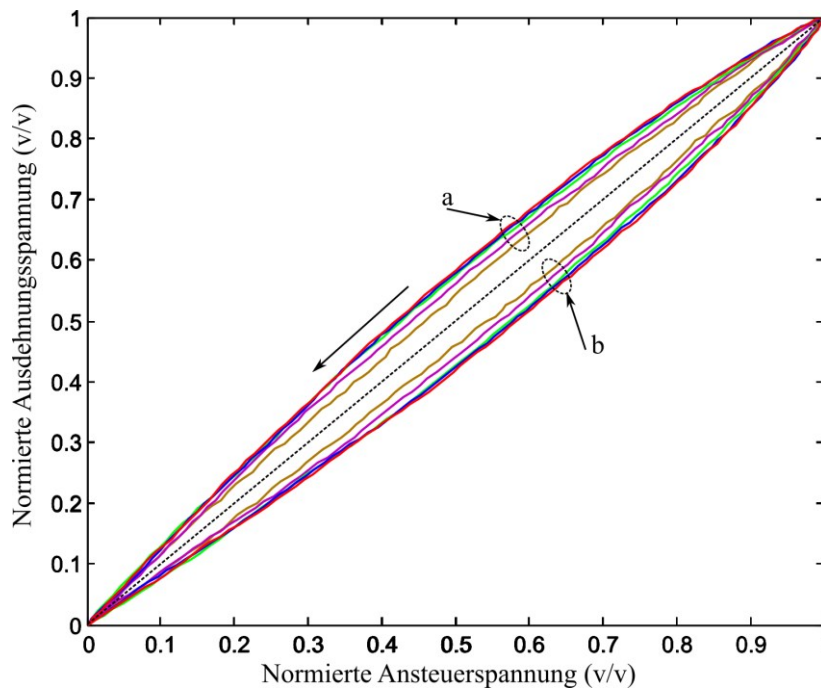


Abb. 5-7: Die normierten Kurven der absteigenden Phase (a) der Hysterese und ihre Spiegelungen (b).

Das allgemeine gespiegelte Ausgleichspolynom der absteigenden Phasen der normalisierten Hysterese kann wie folgt formuliert werden:

$$u_{a_b} = f_b(u_{e_b}, B) = b_3 \cdot u_{e_b}^3 + b_2 \cdot u_{e_b}^2 + b_1 \cdot u_{e_b} + b_0 \quad (5-4)$$

Wobei  $U_{e_b}$  : Die Normalisierte absteigende Phase vom Eingangssignal der inversen Hysterese-funktion. Das Eingangssignal ist ein unmodifiziertes normalisiertes Sinus- oder Dreieckssignal.  
 $u_{a_b}$  : Zusammenziehungsspannung des Piezoaktuators.

$b_0, b_1, b_2, b_3$ : Koeffizienten der inversen Funktion der absteigenden Phasen der normierten Hys-terese-kurve.

B: Scanbreich.

Da die Punkte (0,0) und (1,1) auf den inversen Kurven liegen, sind die folgenden Gleichungen immer erfüllt:  $b_0 = 0$  und  $b_1 + b_2 + b_3 = 1$ .

$b_0$  durch 0 in der Gleichung (5-4) ersetzt:

$$u_{a_b} = f_b(u_{e_b}, B) = b_3 \cdot u_{e_b}^3 + b_2 \cdot u_{e_b}^2 + b_1 \cdot u_{e_b} \quad (5-5)$$

Die Abb. 5-8 zeigt die Ausgleichspolynome von der gespiegelten absteigenden Phase der nor-mierten Hysterese-kurve, die mit Hilfe der „Matlab *Curve-Fitting-Toolbox*“ ermittelt werden:

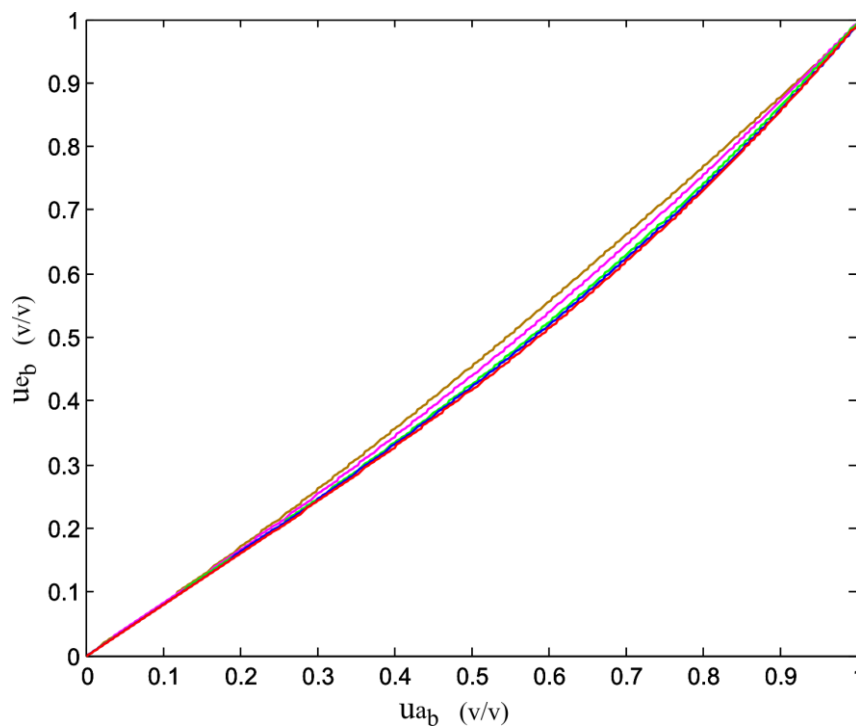


Abb. 5-8: Die Ausgleichspolynome der gespiegelten absteigenden Phasen der normierten Hysterese-kurve.



$B$ : Spannung (V)	$b_3 = f_3(B)$	$b_2 = f_2(B)$	$b_1 = f_1(B)$
20	-0.0405	0.2446	0.79
40	0.0765	0.117	0.81
65	0.1825	0.011	0.79
70	0.2035	-0.015	0.8
80	0.2432	-0.0527	0.81

Tabelle 5-1: Die b-Koeffizienten der Ausgleichspolynome für die absteigenden Phasen der normierten Hysterese-Kurve.

Die Tabelle 5-1 enthält die b-Koeffizienten der resultierenden Ausgleichspolynome. Diese Koeffizienten sind verschieden für unterschiedlichen Scanbereichen. Dafür wird ein Polynom zweiter Ordnung an jede Koeffizienten-Kategorie (jede Spalte der Tabelle 5-1) des gespiegelten Ausgleichspolynoms angepasst. Die drei gesuchten Ausgleichspolynome können wie folgt beschrieben werden:

$$\begin{aligned}
 b_1 &= f_1(B) = b_{10} + b_{11} \cdot B + b_{12} \cdot B^2 \\
 b_2 &= f_2(B) = b_{20} + b_{21} \cdot B + b_{22} \cdot B^2 \\
 b_3 &= f_3(B) = b_{30} + b_{31} \cdot B + b_{32} \cdot B^2
 \end{aligned} \tag{5-6}$$

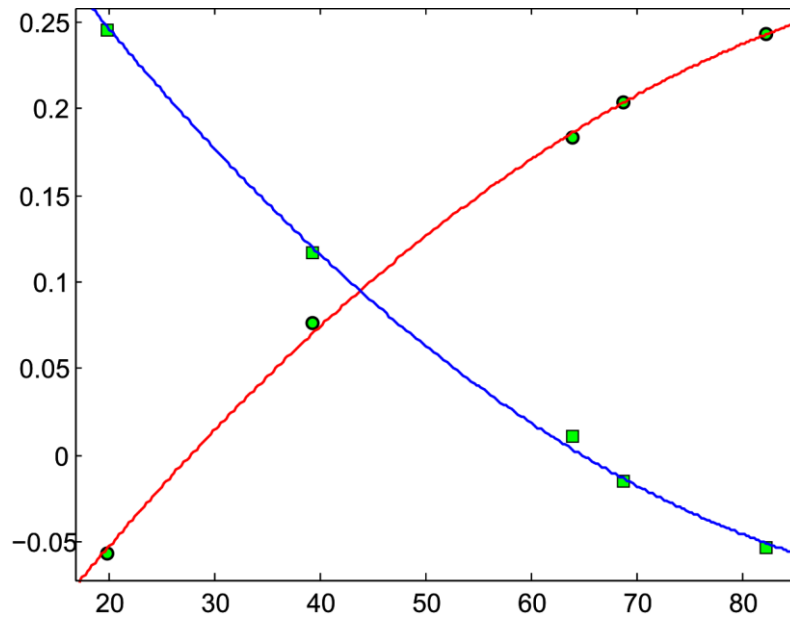
Nach der Ersetzung dieser Gleichungen (5-6) durch die Gleichung (5-4) erhalten wir die inverse Funktion für die absteigenden Phasen der normierten Hysterese-Kurve:

$$\begin{aligned}
 u_{ab} = f_b(u_{eb}, B) &= (b_{30} + b_{31} \cdot B + b_{32} \cdot B^2) \cdot u_{eb}^3 + \\
 &\quad (b_{20} + b_{21} \cdot B + b_{22} \cdot B^2) \cdot u_{eb}^2 + \\
 &\quad (b_{10} + b_{11} \cdot B + b_{12} \cdot B^2) \cdot u_{eb}
 \end{aligned} \tag{5-7}$$

Mit Hilfe der Tabelle 5-1 bekommt man die folgenden Ausgleichspolynome:

$$\begin{aligned}
 b_1 &= f_1(B) = 0.8 + 0 \cdot B + 0 \cdot B^2 \\
 b_2 &= f_2(B) = -0.2 + 0.0084 \cdot B - 3.6 \cdot 10^{-5} \cdot B^2 \\
 b_3 &= f_3(B) = 0.4 - 0.0084 \cdot B + 3.6 \cdot 10^{-5} \cdot B^2
 \end{aligned} \tag{5-8}$$

Die letzten Gleichungen (5-8) zeigen, dass der Koeffizient  $b_1 = 0.8$  konstant und unabhängig vom Scanbereich ist. Die Abb. 5-9 zeigt die Abhängigkeit der Koeffizienten  $b_2 = f_2(B)$  und  $b_3 = f_3(B)$  vom Scanbereich.


 Abb. 5-9: Abhängigkeit der Koeffizienten  $b_3$  (rot) und  $b_2$  (blau) vom Scanbereich.

#### 5.1.4 Zusammenfassung der Vorwärtsregelung

Das inverse Modell der X-Scanner-Hysterese wurde im Abschnitt 5.1.3 entwickelt und präsentiert. Dieses Modell besteht aus zwei Teilen. Der erste Teil repräsentiert die inverse Funktion für die Anstiegsphase der normierten Hystereseurve (die Gleichung (5-3)), und der zweite Teil repräsentiert die inverse Funktion für die absteigende Phase der normierten Hystereseurve (die Gleichungen (5-7) und (5-8)).

Die Spannung, die zur Erregung der X-Aktuator verwendet wird, kann in Echtzeit mit der Verwendung der inversen Funktion modifiziert werden, um das nicht-lineare Verhalten zu kompensieren. Das gleiche Prinzip wurde für die Y-Richtung verwendet. Die Abb. 5-10 zeigt das Diagramm des Hysterese-Kompensators in der X-Richtung.

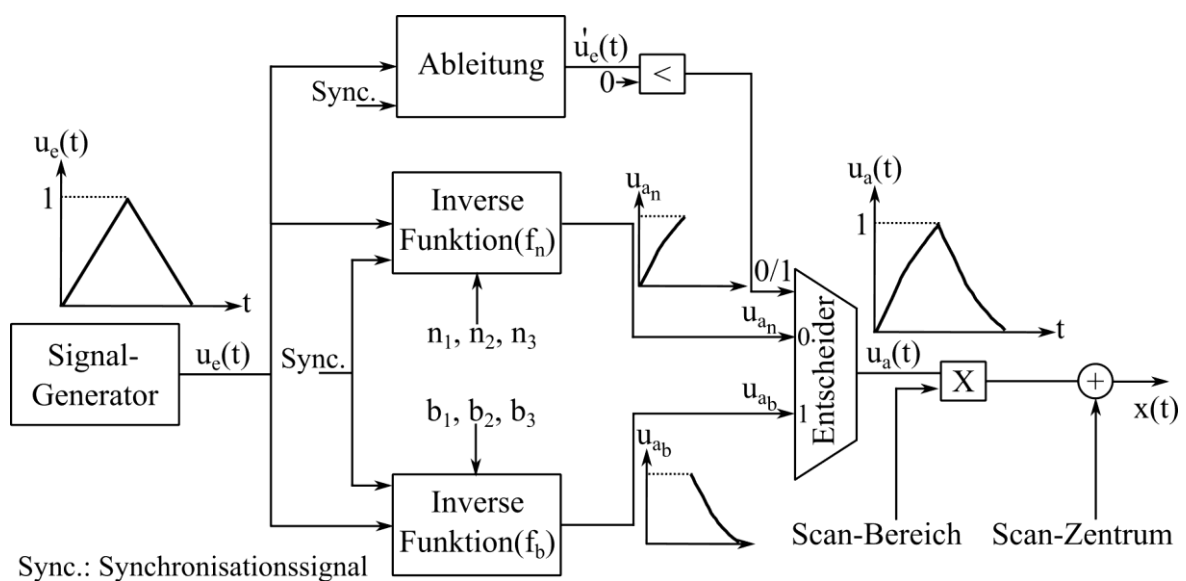


Abb. 5-10: Das Diagramm des Hysterese-Kompensators in der X-Richtung.

### 5.1.5 Validierungsexperimente des implementierten inversen Hysterese-Modells

In diesem Abschnitt vergleichen wir die AFM-Bilder, die ohne Hysterese-Kompensator und mit Hysterese-Kompensator erfasst wurden. Eine Kalibrationsprobe mit parallelen, geraden Linien der Periodizität  $4\text{ }\mu\text{m}$  wurde zuerst ohne Verwendung des Hysterese-Kompensators (im AM-AFM-Mode) gescannt. Die Struktur ist  $40\text{ nm}$  hoch. Die Abb. 5-11 zeigt vorwärts und rückwärts Topographie-Bilder (rechts) für zwei verschiedene Scanbereiche ( $17 \times 17\text{ }\mu\text{m}$  und  $13 \times 13\text{ }\mu\text{m}$ ). Die AFM-Bilder ohne Hysterese-Kompensator (links) sind wegen der Hysterese-Effekte deutlich verzerrt. Sie zeigen eine große Verschiebung zwischen Vorwärts- und Rückwärts-Scan. Die Streifen der Bilder sind nicht parallel und haben unterschiedliche Periodizität. Der gleiche Scan-Prozess wurde wiederholt, aber dieses Mal mit der Verwendung des Hysterese-Kompensators. Die resultierenden AFM-Bilder werden in der Abb. 5-11 (rechts) gezeigt. Die Verwendung des Hysterese-Kompensators hat die Bild-Verzerrungen stark reduziert. Die Abb. 5-12 zeigt die Profile von den AFM-Bildern der Abb. 5-11, wobei die Positionen dieser Profile durch die blauen Linien in der Abb. 5-11 angezeigt werden. Die folgenden Perioden der Struktur können von der Abb. 5-12 erhalten werden:

#### 1- Ohne Kompensator:

Scanbereiche ( $17 \times 17\text{ }\mu\text{m}$ ):

Vorwärts Bild: (4.14; 3.71 ; 3.66)  $\mu\text{m}$ .

rückwärts Bild: (3.32; 3.76; 4.2)  $\mu\text{m}$ .

Scanbereiche ( $13 \times 13\text{ }\mu\text{m}$ ):

Vorwärts Bild: (4.35; 3.87 ; 3.77)  $\mu\text{m}$ .

rückwärts Bild: (3.42; 3.85; 4.68)  $\mu\text{m}$ .

#### 2- Mit Kompensator:

Scanbereiche ( $17 \times 17\text{ }\mu\text{m}$ ):

Vorwärts Bild: (4.00; 4.04 ; 4.02)  $\mu\text{m}$ .

rückwärts Bild: (3.97; 3.99; 4.01)  $\mu\text{m}$ .

Scanbereiche ( $13 \times 13\text{ }\mu\text{m}$ ):

Vorwärts Bild: (4.06; 4.09 ; 4.06)  $\mu\text{m}$ .

rückwärts Bild: (4.08; 4.05; 4.05)  $\mu\text{m}$ .

Der maximale Fehler der Periodizität ohne Verwendung des Kompensators ist  $0.68\text{ }\mu\text{m}$ , das entspricht 17%. Dieser Fehler wird mit Verwendung des Kompensators zu  $0.09\text{ }\mu\text{m}$  reduziert, das entspricht 2.25%.

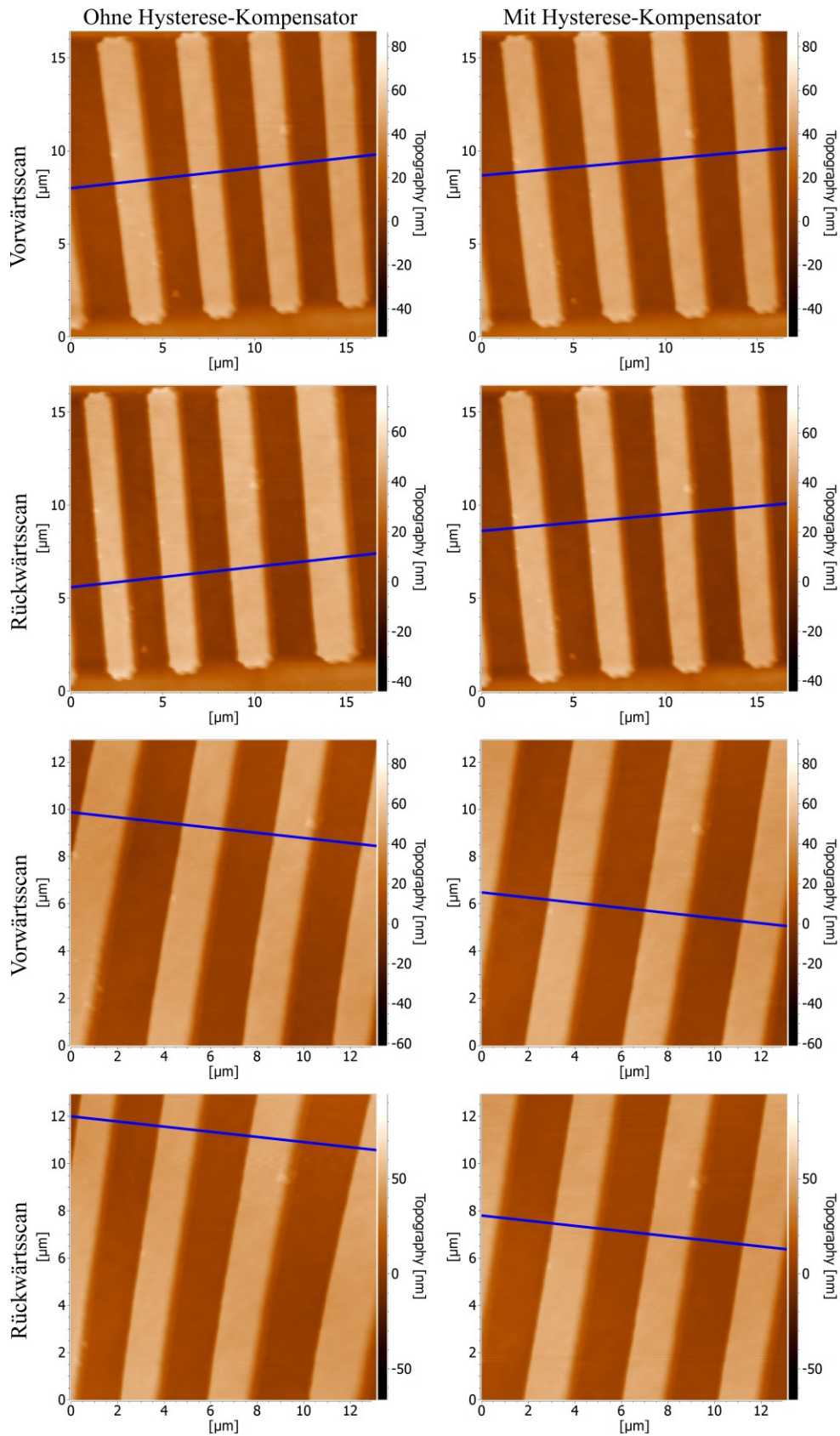


Abb. 5-11: Topographie-Bilder, ohne Hysterese-Kompensator (links), mit Hysterese-Kompensator (rechts).

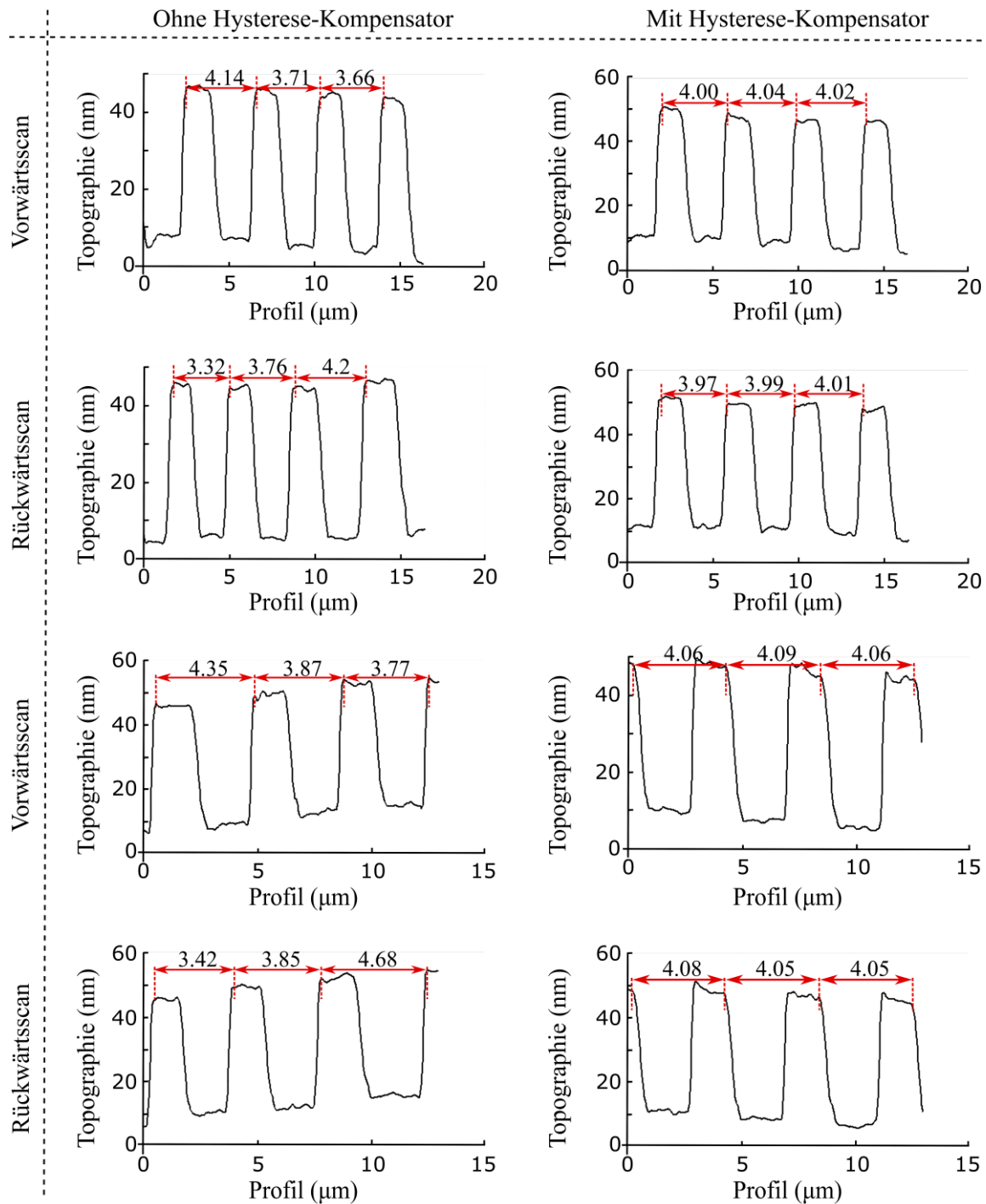


Abb. 5-12: Die Profile von den AFM-Bilder der Abb. 5-11, wobei die Positionen dieser Profile durch die blauen Linien in der Abb. 5-11 angezeigt werden.

### 5.1.6 AFM-Bildbasierte Charakterisierung der Hysterese

In den letzten Abschnitten wurde gezeigt, dass die Verwendung der inversen Hysterese-Funktion das nicht-lineare Verhalten kompensieren kann. Um diese Funktion zu finden, müssten zuerst die Hysterese-Kurven gemessen werden (Abschnitte 5.1.1 und 5.1.2). Dafür sind Sensoren z.B. DMS-Sensor (Dehnungsmessstreifen) nötig. In diesem Abschnitt wird ein alternatives Verfahren für die Hysterese-Charakterisierung vorgeschlagen, bei dem keine Notwendigkeit zur Verwendung der Positionssensors besteht. Dieses Verfahren kann leicht bei jedem kommerziellen AFM eingefügt werden und das Hysterese-Problem des Aktuators ohne Zusatz von Positionssensorrauschen lösen. Mit dieser Methode wird das AFM-System zu einem selbstkompensierenden System.

Es wird gezeigt, dass die Hysterese des piezoelektrischen Aktuators vom AFM-Bild charakterisiert werden kann. Dafür muss eine Kalibrierungsprobe mit bekannter periodischer Struktur gescannt werden. Die Abb. 5-13 (a) zeigt das Amplituden-Bild in der Vorwärtsrichtung und Rückwärtsrichtung für eine Kalibrierungsprobe mit der Struktur-Periode  $2\mu\text{m}$ . Der Scanbereich ist  $16\mu\text{m}$ . Für die Hysterese-Charakterisierung werden diese Bilder verwendet, da die Positionen der Kanten besser als bei den Topographie-Bildern zu erkennen sind. Bei einer abfallenden Stufe wird die Wechselwirkung zwischen der Cantilever-Spitze und der Oberfläche schwächer, da der Abstand dazwischen größer wird. Dies führt dazu, dass die Schwingungsamplitude des Cantilevers sich der freien Schwingungsamplitude nähert. Dadurch entstehen im Amplitudenbild lokale maximale Werte, die die Positionen der abfallenden Stufen repräsentieren, wie die Abb. 5-13 zeigt.

Die lokalen minimalen Werte im Amplituden-Bild geben die Positionen der ansteigenden Stufen an. An diesen Stellen wird die Schwingungsamplitude des Cantilevers stark gedämpft bzw. es wird die Wechselwirkung zwischen der Spitze und der Oberfläche stärker. Daher wird der Q-Faktor des Cantilevers kleiner.

Die Abb. 5-13 (a & b) zeigt auch, dass der Cantilever bei einer ansteigenden Stufe schneller als bei einer abfallenden Stufe reagieren kann, da die Reaktionszeit zu  $1/Q$  proportional ist ( $\tau = \pi\omega_0/Q$ ).

Als Folge davon sind die Positionen der ansteigenden Stufen im Amplitudenbild genauer als die Positionen der abfallenden Stufen. Deshalb will die Hysterese-Charakterisierung nur auf die Positionen der ansteigenden Stufen basiert werden.

Die Abb. 5-13 zeigt eine grafische Erklärung für die Hysterese-Charakterisierung vom AFM-Amplitudenbild. Die Anstiegsphase und die absteigende Phase der Hysteresekurve können vom Vorwärts- und Rückwärts-Amplitudenbild jeweils ermittelt werden. Die gestrichelte blaue/rote Linie auf dem Vorwärts/Rückwärts-Bild veranschaulicht die Position der Profillinie Abb. 5-13 (b). Von den Vorwärts- und Rückwärts-Profilen erhält man die folgenden gemessenen Positionen:

Anfang des Scanbereichs, Ende des Scanbereichs und die Positionen der ansteigenden/ abfallenden Stufen. Diese Positionen sind die x-Koordinaten für die Punkte, die in der Abb. 5-13 (c) gezeigt werden. Die y-Koordinaten für diese Punkte sind die entsprechenden realen Positionen, die man von der Kalibrierungsprobe erhalten kann. Die erhaltenen Vorwärts- und Rückwärts-Punkte werden durch zwei Polynome dritten Grades angepasst, um die ansteigende und absteigende Hysteresekurve zu bekommen, wie in der Abb. 5-14 gezeigt wird.



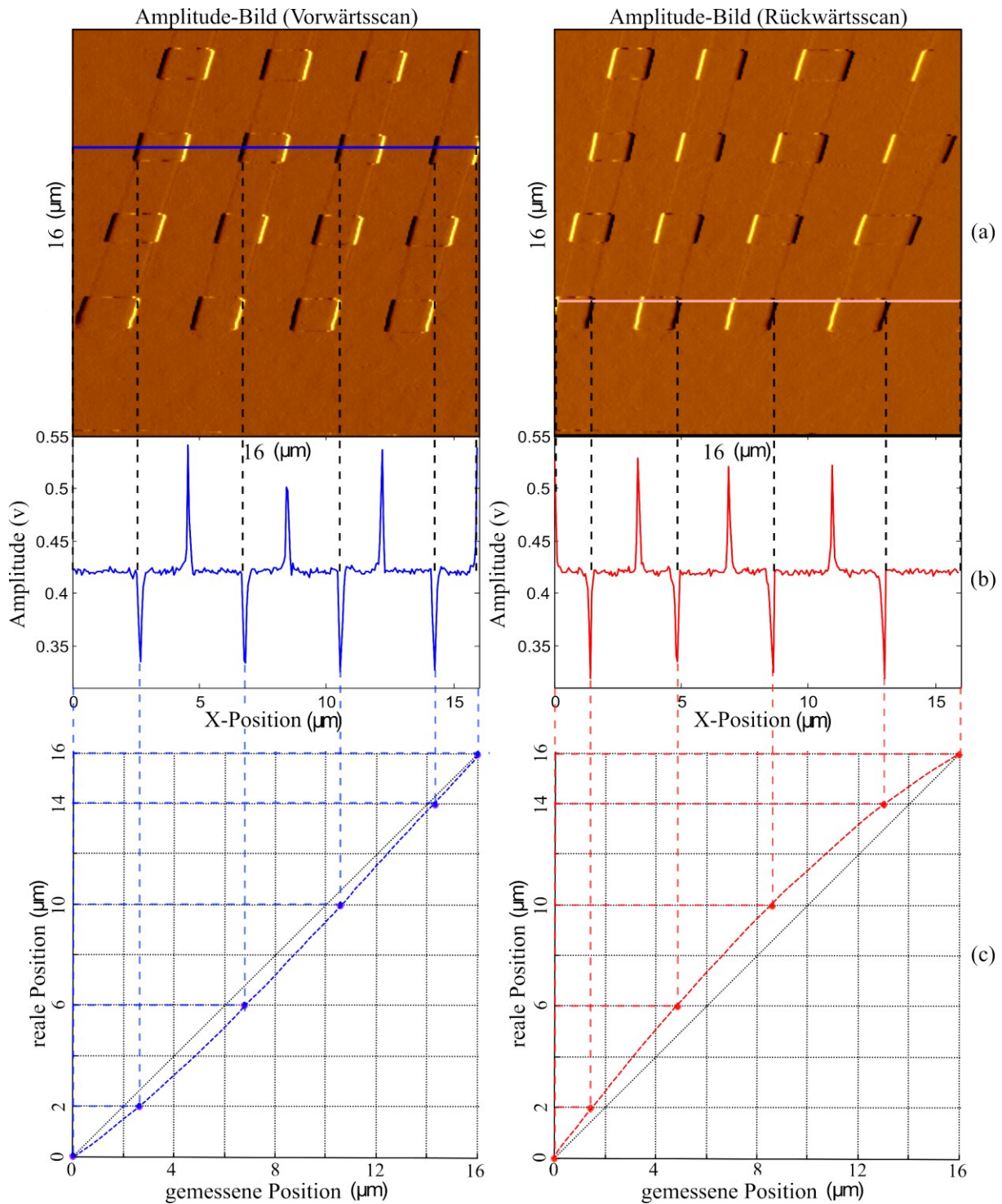


Abb. 5-13: Hysteresis-Charakterisierung vom AFM-Amplitude-Bild. (a) sind Amplitude-Bilder. (b) sind die Profile, wobei die Positionen der Profile durch die blaue und rote Linie angezeigt werden. (c): Die erhaltenden blauen und roten Punkte müssen auf der gesuchten Hysteresis-Kurve liegen.

Nun kann die Hysteresekurve normiert werden und die inverse Hysteresis-Funktion lässt sich davon erhalten, genau wie vorher erläutert wurde.

Die Abb. 5-15 zeigt den Vergleich zwischen der sensorbasierten und der AFM-bildbasierten Methode zum Erhalten der normierten Hysteresekurve. Die Genauigkeit der AFM-bildbasierten Methode ist von der Cantilever-Spitze und von der gescannten Referenz-Probe

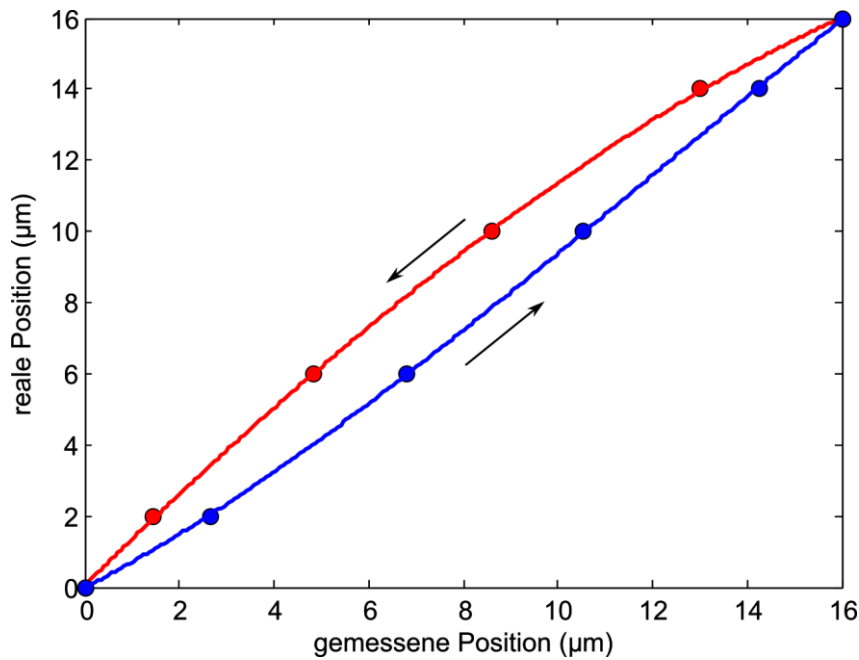


Abb. 5-14: Gemessene Hysterese-Kurve vom AFM-Amplitude-Bild.

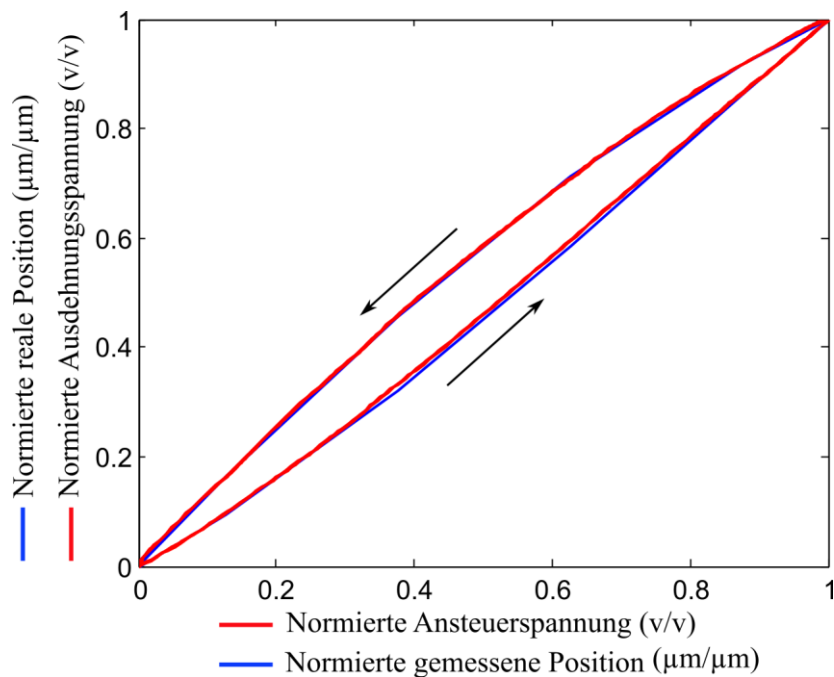


Abb. 5-15: Vergleich zwischen der sensorbasierten und AFM-Bildbasierten Methode zum Erhalten der normierten Hysterese-Kurve.

abhängig. Die Spitze muss scharf genug sein, um die Verzerrung des AFM-Bilds wegen der Faltung zwischen der Spitze und der Struktur zu minimieren. Eine ungenau verwendete Referenz-Probe (Periodizität der Struktur) führt zu einer ungenauen Hysterese-Charakterisierung. Daher ist die sensorbasierten Methode genauer als AFM-bildbasierten Methode.



### 5.1.7 Feedback-Regler als Hysterese-Kompensator

Die Scan-Bewegung in X- und Y-Richtung kann auch mit geschlossenem Regelkreis durchgeführt werden. Der Hauptvorteil des geschlossenen Regelkreises ist die Fähigkeit zum Kriechen und dazu, die Hysterese der Scanaktuatoren zu kompensieren. Der Scanner muss mit Positionssensoren und einem Sensor-signal-Verstärker ausgestattet werden. Diese zwei zusätzlichen Komponenten haben einen negativen Effekt sowohl auf die Scan-Geschwindigkeit als auch auf die Auflösung. Die erreichbare Scangeschwindigkeit für den geschlossenen Regelkreis kann jedoch niedriger als für die offene Schleife sein, da die Sensor-Komponenten ein Teil der Rückkopplungsschleife sind. Das kann zusätzliche Zeitverzögerungen in dieser Schleife verursachen. Die Sensorsignale zeigen einen signifikanten Betrag des Rauschens, womit die erforderliche Scanauflösung schwer zu erreichen ist. Die erreichbare Auflösung bei der Rückkopplungsschleife kann verbessert werden, indem die geschlossene Schleifenbandbreite begrenzt wird, was für das Scannen mit hoher Geschwindigkeit nicht geeignet ist.

Als Rückkopplungsschleife fiel die Entscheidung auf einen PID-Regler. Ein digitaler PID-Regler wird für jede Achse (X & Y) auf dem FPGA implementiert, um den Hysterese-Effekt des Piezo-Scanners zu kompensieren. Die Implementierung des PID-Reglers auf FPGAs bietet bei der Geschwindigkeit, der Genauigkeit, der Leistung, der Kompaktheit und den Kosten eine Verbesserung gegenüber anderen digitalen Implementierungstechniken [140] wie z.B. der softwarebasierten PID oder der DSP-basierten PID.

Die Abb. 5-16 zeigt ein vereinfachtes Diagramm der Rückkopplungsschleife. Der PID-Regler wird wie im Abschnitt 3.4 entworfen. Die Tiefpassfilter können wie im Abschnitt entworfen werden. Die Abtastrate des Reglers und der Filter beträgt 1 MHz.

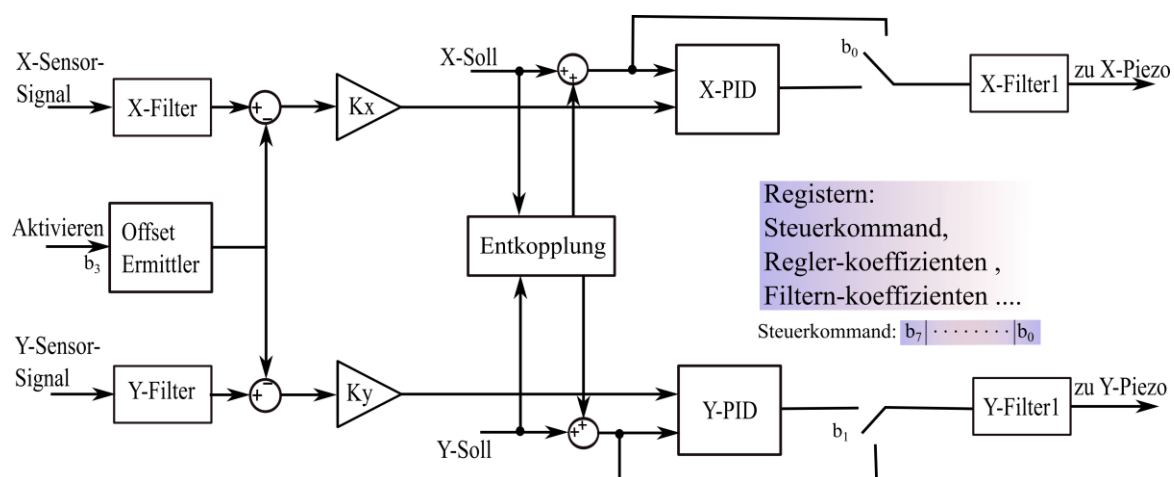


Abb. 5-16: Das vereinfachte Diagramm der Rückkopplungsschleife für das Kompensieren der Hysterese in X- und Y-Richtung.

$K_x$  und  $K_y$  sind Verstärkungsfaktoren zur Anpassung zwischen den Sensoren-Signalen und Aktuator-Signalen. Sie können durch die folgende Gleichung berechnet werden:

$$K_x = \frac{LSB_1}{LSB_2} = \frac{V_{ref1} / (2^{b_1} - 1)}{V_{ref2} / (2^{b_2} - 1)} \approx \frac{V_{ref1}}{V_{ref2}} \cdot 2^{(b_2 - b_1)} \quad (5-9)$$

$LSB_1, V_{ref1}, b_1$ : „least significant bit“, Referenzspannung und Bitanzahl jeweils des DAC, die zum Generieren des Piezoaktuatorsignals verwendet werden.

$LSB_2, V_{ref2}, b_2$ : „least significant bit“, Referenzspannung und Bitanzahl jeweils des ADC, die zum Lesen des Sensorsignals verwendet werden.

Die Abb. 5-16 zeigt einen vollautomatischen Sensor-Offset-Ermittler und -Entwerfer. Wenn der Entwerfer aktiviert wird, wird 0 Volt zu allen Scanner-Piezos geschickt und gleichzeitig werden die Sensorsignale gelesen und als offset-Werte in Speicherelemente gespeichert. Während des Scannens werden die gespeicherten offset-Werte von den Sensorsignalen subtrahiert. Das Steuerung-Kommand ist 8 Bits lang:

Bit<sub>0</sub>: Umschalten zwischen offener und geschlossener Regelschleife für X-Richtung.

Bit<sub>1</sub>: Umschalten zwischen offener und geschlossener Regelschleife für Y-Richtung.

Bit<sub>2</sub>: Umschalten zwischen offener und geschlossener Regelschleife für Z-Richtung.

Bit<sub>3</sub>: Aktivieren des Sensor-Offset-Entwerfers.

Bit<sub>4</sub>, Bit<sub>5</sub> und Bit<sub>6</sub>: Generieren von Test-Signalen für die Einstellung der Regelparameter.

Die Aufgabe des Entkopplungs-Block in der Abb. 5-16 ist die Kopplung zwischen der X- und Y-Achse zu entfernen, wie später in der Abb. 5-18 gezeigt wird.

### 5.1.8 Validierungsexperimente des implementierten Feedback-Reglers

Eine Kalibrierungsprobe mit parallelen, geraden Linien der Periodizität 4 µm wurde zuerst im offenen Kreis-Modus der X- und Y-Richtung gescannt. Die Struktur ist 40 nm hoch. In diesem Fall ist das AFM-Bild (Abb. 5-17 (a)) wegen der Hysterese-Effekte deutlich verzerrt. Die Streifen des Bildes sind nicht parallel und haben unterschiedliche Periodizität, wie das Profil in der Abb. 5-17 (c) zeigt.

Der gleiche Scan-Prozess wurde wiederholt, aber dieses Mal im geschlossenen Regelkreis-Modus. Das resultierende AFM-Bild wird in der Abb. 5-17 (b) gezeigt. Die geschlossenen Regelkreise in beiden Richtungen X & Y haben die Bild-Verzerrung sehr stark reduziert. Die Streifen der Bilder sind parallel und haben die gleiche Periodizität, wie das Profil in der Abb. 5-17 (d) zeigt.

Die folgenden Perioden der Struktur können von der Abb. 5-17 (c, d) erhalten werden:

1- Offener Regelkreis-Modus: (3.42; 3.85; 4.68) µm.

2- Geschlossener Regelkreis-Modus: (3.99; 4.00; 4.01) µm.

Der maximale Fehler der Periodizität im Offenen Regelkreis-Modus ist 0.68 µm, das entspricht 17%. Dieser Fehler wird mit Verwendung der geschlossenen Regelkreise in beiden Richtungen X & Y auf 0.01 µm reduziert, das entspricht 0.25%.

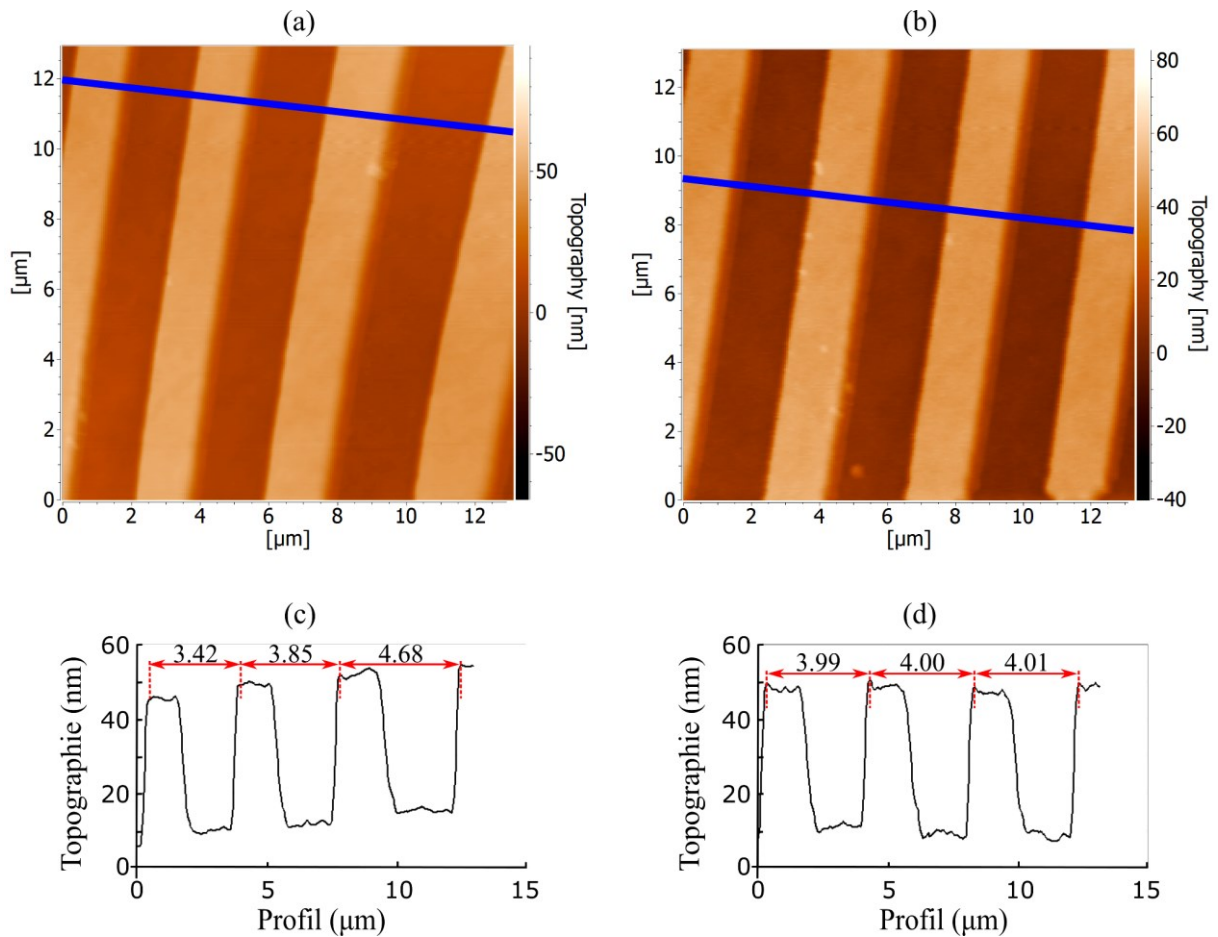


Abb. 5-17: Die Topographie-Bild (a) und das Profil (c) ohne Hysterese-Kompensator. Die Topographie-Bild (b) und das Profil (d) mit Hysterese-Kompensator durch Verwendung der geschlossenen Regelschleife. Die Positionen der Profile werden durch die blauen Linien angezeigt.

Die **Abb. 5-18** zeigt, dass nicht nur die Hysterese sondern auch die Kopplung zwischen der X- und Y-Achse des Scanners kompensiert wird. Das ist die Aufgabe des Entkopplung-Block in der **Abb. 5-16**.

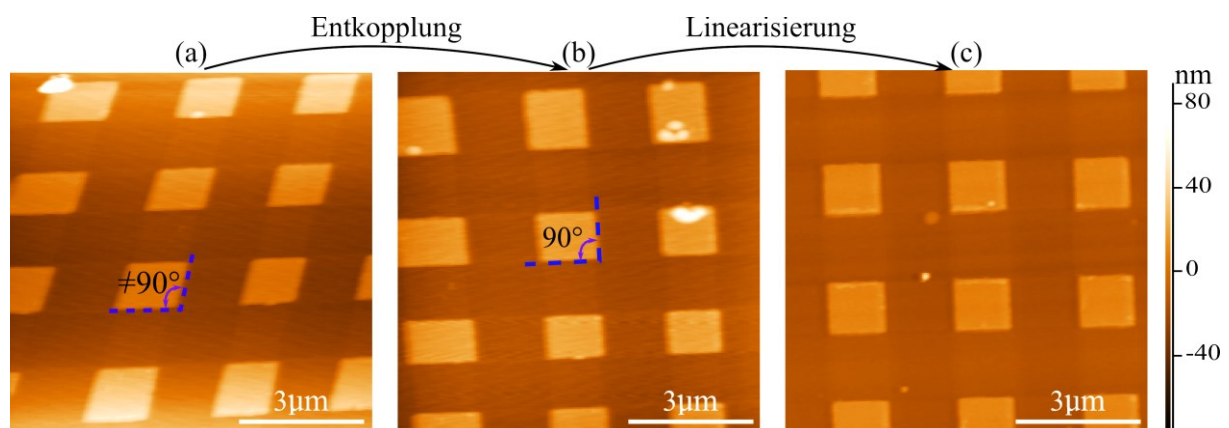


Abb. 5-18: Topographie –Bild ohne Hysterese-Kompensator (a), nur mit Entkoppler (b) und mit Entkoppler und Hysterese-Kompensator (c).

### 5.1.9 Vergleich zwischen Vorwärts- und Rückkoppelungsregelung

Wie vorher erwähnt wurde, hat die Rückkopplungsschleife einen negativen Effekt auf die AFM-Bild-Auflösung des AFM-Bildes wegen des Rauschens in den Sensorsignalen. Die **Abb. 5-19** zeigt einen Vergleich zwischen drei unterschiedlichen AFM-Topographie-Bildern, die in unterschiedlichen Modi und Regelungseinstellungen erfasst werden. Das erste (a) Bild wurde im geschlossenen Regelkreis-Modus erfasst. Die Bandbreite der Rückkopplungsschleife für jede Achse (X & Y) beträgt 2 kHz. Das Sensorrauschen hat einen signifikanten Wert. Dadurch wird das Topographie-Bild verzerrt. Das gemessene Rauschen in diesem Bild ist ca. 1 nm.

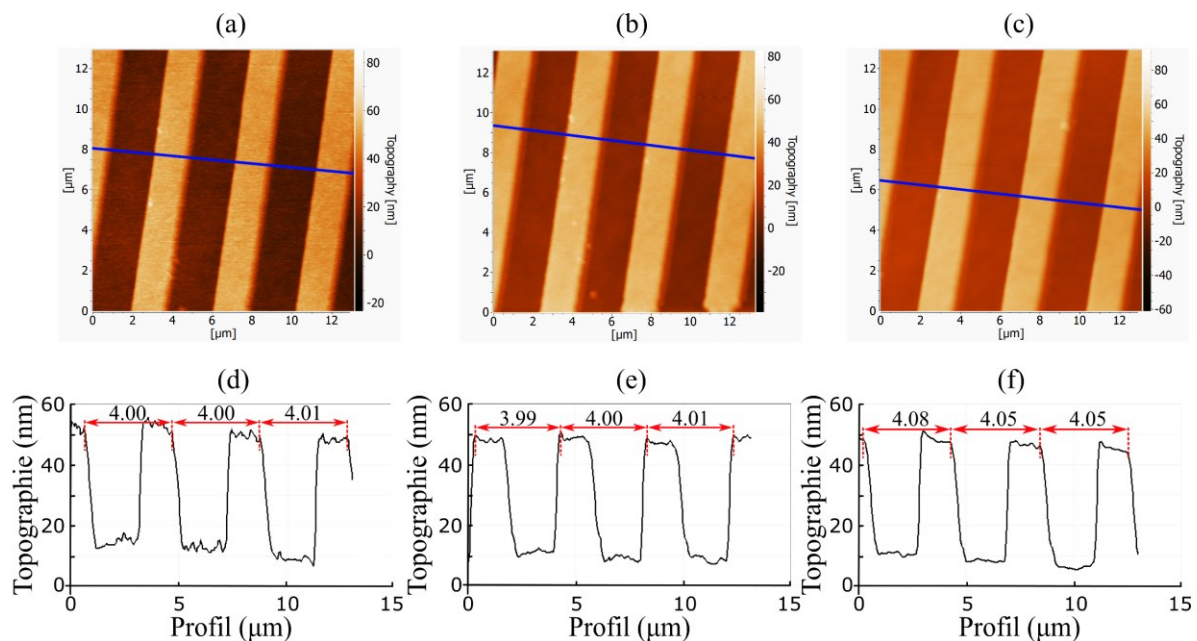


Abb. 5-19: Vergleich zwischen Vorwärts- und Rückkoppelungsregelung für das Hysterese-Kompensieren, (a, d): Die Bandbreite des Rückkopplungsreglers ist 2kHz (1 nm Rauschen), (b, e) Die Bandbreite des Rückkopplungsreglers ist 400 Hz (0.4 nm Rauschen), (c, f): Verwendung des Vorwärtsreglers (0.2 nm Rauschen).

Das zweite Bild (b) in der **Abb. 5-19** wurde auch wie das erste Bild (a) im geschlossenen Regelkreis-Modus erfasst, aber hier wurde die Bandbreite der Rückkopplungsschleife für jede Achse (X & Y) durch die Parameter-Einstellung des digitalen Filters und PID's auf 400 Hz reduziert. Dadurch wird das Rauschen in diesem Bild von 1 nm auf 0.4 nm gedrückt. Die Reduzierung des Rauschens mit dieser Methode geht auf Kosten der Scanner-Geschwindigkeit in den Richtungen X und Y.

Das dritte Bild (c) in der **Abb. 5-19** wurde mit dem Hysterese-Kompensator, der im Abschnitt 5.1.3 erläutert wurde, erfasst. Hier beteiligen sich die X/Y-Sensoren nicht an dem Linearisierungsmechanismus. Das gemessene Rauschen in diesem Fall beträgt ca. 0.2 nm. Das bedeutet, dass der Hysterese-Kompensator für ein AFM mit hoher Auflösung und schnellem Scannen geeignet ist. Aber die Genauigkeit des Kompensators ist niedriger als die Rückkopplungsschleife.

Bemerkung: Um das Rauschen zu messen, wird ein AFM-Topographie-Bild für einen  $0\text{ }\mu\text{m}$  Scanbereich erfasst. Danach muss vom resultierenden Bild die durchschnittliche Rauigkeit ermittelt werden. Dieser Wert repräsentiert das Rauschen.

Die folgenden Perioden der Struktur können von der **Abb. 5-19** (d, e, f) erhalten werden:

1- Geschlossener Regelschleife-Modus:

2 kHz Bandbreite der X-/Y-Rückkopplungsschleife: (4.00; 4.00; 4.01)  $\mu\text{m}$ .

400 Hz Bandbreite der X-/Y-Rückkopplungsschleife: (3.99; 4.00; 4.01)  $\mu\text{m}$ .

2- Vorwärtsregler : (4.08; 4.05; 4.05)  $\mu\text{m}$ .

Der maximale Fehler der Periodizität im geschlossenen Regelschleife-Modus ist  $0.01\text{ }\mu\text{m}$ , das entspricht 0.25%. Dieser Fehler beträgt im Vorwärtsregler-Modus  $0.08\text{ }\mu\text{m}$ , das entspricht 2%.

Zusammenfassung: Die geschlossene Regelschleife hat höhere Präzision als die Vorwärtsregelung, aber die geschlossene Regelschleife produziert mehr Rauschen im AFM-Bild.

## 5.2 Dämpfung der Scanner-Vibrationen

Wie vorher erwähnt wurde, ist die Performanz des unregulierten Nanopositioniersystems nicht nur durch die Hysterese, sondern auch durch die Vibrationen des Scanners mit seiner Resonanzfrequenz begrenzt [141-142]. Diese verursachen Verzerrungen im vom AFM erhaltenen Bild.

Die Vibrationen in den lateralen Richtungen X und Y können durch den PID-Regler, der für das Kompensieren der Hysterese verwendet wurde (Abschnitt 5.1.7), unterdrückt werden. In diesem Abschnitt wird die Möglichkeit zur Dämpfung der Vibrationen durch einen offenen Regelkreis, die im FPGA implementiert wird, erläutert.

Für den Entwurf einer Bewegungssteuerung wird das Positionierungssystem vieler Autoren [48, 102, 106, 143] als ein Masse-Feder-Dämpfer-System (MFD-System) modelliert. Für eine solche vereinfachte Modellierung wird nur die dominante Resonanzfrequenz des Positioniersystems berücksichtigt. Das Modell des Systems kann im Laplace-Bereich als System zweiter Ordnung beschrieben werden. Eine Regler-Entwicklung, die auf diesem vereinfachten Modell basiert, kann die gewünschte Regelungsbandbreite für das reale mechatronische Positioniersystem nicht erreichen. Dies liegt daran, dass nur der dominante Vibrationsmodus berücksichtigt wird. Die anderen Vibrationsmoden des Positioniersystems werden beim Regler-Entwurf vernachlässigt.

In Wahrheit besteht die Struktur des Positioniersystems aus den Kombinationen von Massen und Steifigkeiten [144-145]. Das verursacht die Entstehung von den Resonanzfrequenz-Verhalten (R-Verhalten) und Resonanz/Anti-Resonanzfrequenz-Verhalten (RA- Verhalten) [145-146]. Daher hat der Autor in Folgenden den Scanner (Positioniersystem) als lineares System höherer Ordnung betrachtet und identifiziert. Ein Modell für den Scanner in Laplace-Bereich wird ermittelt und mit Hilfe dieses Modells wird eine offene Regelschleife zum Kompensieren der beiden Vibration-Moden (R- und RA- Verhalten) entwickelt und im FPGA implementiert.

### 5.2.1 Modellierung und Identifizierung des Scanners als System höherer Ordnung

Die Identifizierung der Scanner-Dynamik hat eine wichtige Bedeutung für die Modellierung, die Steuerung und die Regelung der Scanner-Bewegung. Wenn der Scanner als LTI-System (Lineares zeitinvariantes-System) betrachtet wird, kann er durch seinen Amplitudengang (oder Frequenzgang) identifiziert werden. Die Abb. 5-20 zeigt den Amplitudengang des Scanners in X-Richtung. Im s-Bereich (Laplace-Bereich) kann jede Resonanzfrequenz ( $\omega_0$  und  $\omega_r$ ) durch ein konjugiert komplexes Polpaar beschrieben werden. Die Anti-Resonanzfrequenz ( $\omega_a$ ) kann als konjugiert komplexes Nullpaar beschrieben werden [111]. Die Übertragungsfunktion des Scanners wird im s-Bereich wie folgt beschrieben:

$$G(s) = \frac{U_a(s)}{U_e(s)} = K_{dc} \cdot \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2d\omega_0s + \omega_0^2} \cdot \frac{\omega_r^2}{\omega_a^2} \cdot \frac{s^2 + 2d_a\omega_as + \omega_a^2}{s^2 + 2d_r\omega_rs + \omega_r^2} \quad (5-10)$$

$U_e(s)$  ist das Eingangssignal (Spannungssignal des Scanner-Aktuators).

$U_a(s)$  ist das Ausgangssignal (Spannungssignal des Bewegungssensors).

$d, d_a$  und  $d_r$  sind jeweils der Dämpfungsgrad bei  $\omega_0, \omega_a$  und  $\omega_r$ .

$K_{dc}$  ist die DC-Verstärkung (bei 0 Hz).

Die Gleichung (5-10) beschreibt ein System höherer Ordnung, das durch die Bestimmung der Parameter  $K_{dc}$ ,  $\omega_0$ ,  $\omega_a$ ,  $\omega_r$ ,  $d$ ,  $d_a$  und  $d_r$  identifiziert wird.  $G(s)$  kann zu zwei Teil-Funktionen  $G_1(s)$  und  $G_2(s)$  geteilt werden; danach kann jede Teil-Funktion separat identifiziert werden.

$$G(s) = G_1(s) \cdot G_2(s) \quad (5-11)$$

Mit:

$$G_1(s) = K_{dc} \cdot \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2d\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (5-12)$$

$$G_2(s) = \frac{\omega_r^2}{\omega_a^2} \cdot \frac{s^2 + 2d_a\omega_a s + \omega_a^2}{s^2 + 2d_r\omega_r s + \omega_r^2} \quad (5-13)$$

$G_1(s)$  beschreibt das R-Verhalten und  $G_2(s)$  das RA-Verhalten.

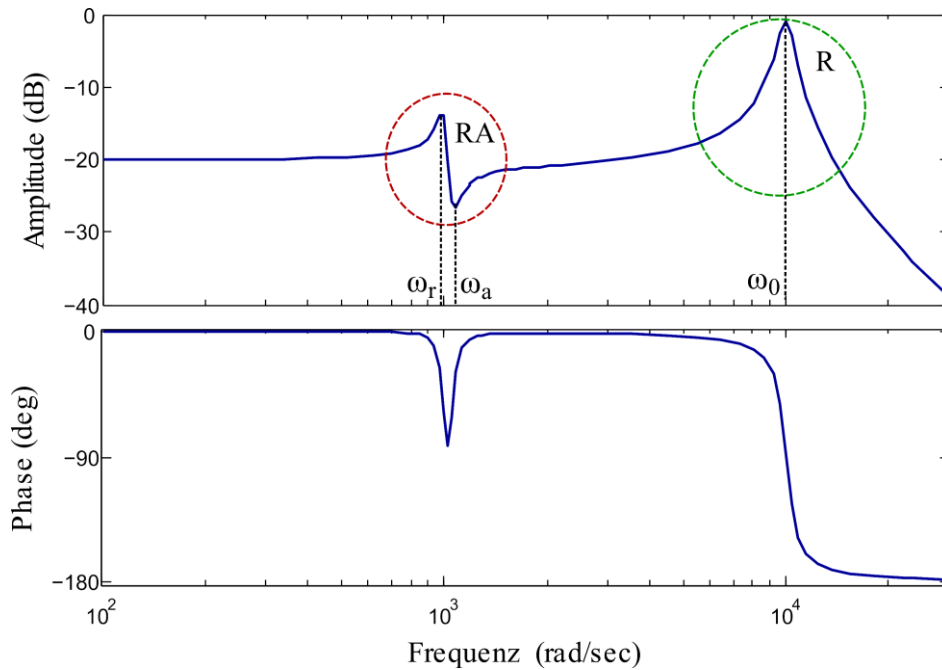


Abb. 5-20: Der Frequenzgang des Scanners zeigt ein Resonanz- und Resonanz/Antiresonanz-Verhalten.

### **Identifizierung des R-Verhaltens:**

$G_1(s)$  ist ein System zweiter Ordnung (linearer mechanischer Schwinger zweiter Ordnung [144]), das ein vereinfachtes Modell des Scanners als Masse-Feder-Dämpfer-System darstellt. In der Literatur kann man oft finden, wie ein solches System charakterisiert werden kann. Wie in der **Abb. 5-21** gezeigt wird, können leicht von dem gemessenen Amplitudengang die Parameter  $\omega_0$  und  $K_{dc}$  bestimmt werden. In der Literatur kann man finden, wie der Dämpfungsgrad  $d$  für einen solchen linearen harmonischen Schwinger bestimmt wird. Die maximale Amplitude kann wie folgt beschrieben werden [111]:

$$A_{max} = \frac{1}{2d\sqrt{1-d^2}} \quad (5-14)$$

Und die Amplitude bei  $\omega_0$ : lässt sich so beschreiben [111]:

$$A_{\omega_0} = \frac{1}{2d} \quad (5-15)$$

Für eine kleine Dämpfung wird  $A_{max}$  identisch mit  $A_{\omega_0}$  [111]:

$$A_{\omega_0} = A_{max} = \frac{1}{2d} = Q \quad (5-16)$$

$Q$  ist der Qualitätsfaktor des Systems.

Über den gemessenen Amplitudengang kann  $A_{max}$  bestimmt werden.

Das Dämpfungsverhältnis  $d$  kann durch diese Gleichung berechnet werden, da  $A_{max}$  des gemessenen Amplitudengangs bekannt ist:

$$d = \frac{1}{2A_{max}} \quad (5-17)$$

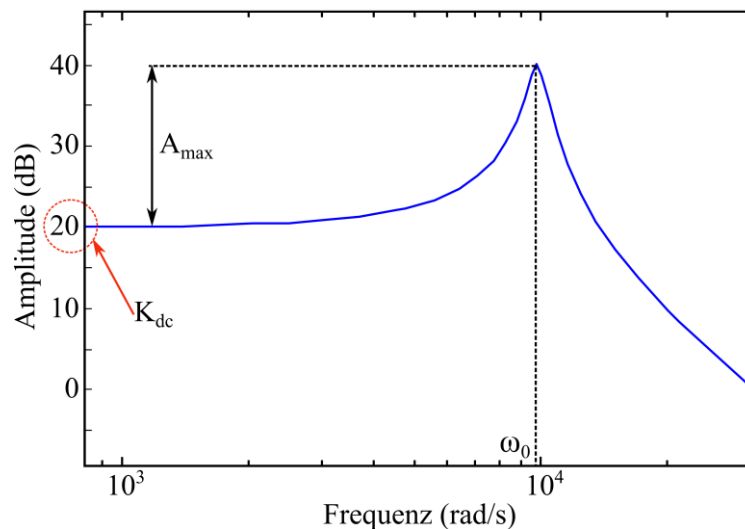


Abb. 5-21: Amplitudengang des Masse-Feder-Dämpfer-Systems.

Das System hat zwei konjugiert komplexe Pole in der linken Halbebene der s-Ebene [111]:

$$s_{1,2} = -\omega_0 d \pm \omega_0 \sqrt{d^2 - 1} \quad (5-18)$$

Für das geregelte System haben diese Pole eine wichtige Bedeutung. Um die Schwingung des Systems zu dämpfen, muss der Regler in der Lage sein, die konjugiert-komplexen Pole zu kompensieren. Das ist möglich, wenn der Regler zwei konjugiert-komplexe Nullstellen hat, die die gleiche Pol-Position in der S-Ebene haben (sh. Abschnitt 5.2.2 ).

### **Identifizierung des RA-Verhaltens des Scanners:**

Das RA-Verhalten kann entstehen, wenn die Struktur des Positionierungssystems aus Kombinationen von Massen und Steifigkeiten besteht [144-145]. Das kann mehrere mechanische



Schwinger (Oszillatoren) bilden. Das RA-Verhalten bedeutet, dass im Positioniersystem zwei gekoppelte Schwinger (Zwei Masse-Feder-Dämpfer-System) stattfinden.

Die Übertragungsfunktion  $G_2(s)$  (Gleichung (5-13)) beschreibt die RA-Verhalten des Positioniersystems (Scanners) und kann wie folgt umgeschrieben werden:

$$G_2(s) = \frac{bs^2 + 2d_r\omega_r s + \omega_r^2}{s^2 + 2d_r\omega_r s + \omega_r^2} \quad (5-19)$$

Mit:

$$b = \frac{\omega_r^2}{\omega_a^2} = \frac{d_r^2}{d_a^2} \quad (5-20)$$

Ein solches System kann identifiziert werden, indem die Parameter  $b$ ,  $\omega_r$  und  $d_r$  bestimmt werden.

Dafür wird diese Übertragungsfunktion im Frequenzbereich beschrieben, in dem  $s$  in der Gleichung (5-19) durch  $j\omega$  [111] ersetzt wird:

$$G_a(j\omega) = \frac{-b\omega^2 + 2jd_r\omega_r\omega + \omega_r^2}{-\omega^2 + 2jd_r\omega_r\omega + \omega_r^2} \quad (5-21)$$

Für  $\omega = \omega_r$ :

$$G_a(j\omega_r) = 1 - j \frac{1-b}{2d_r} \quad (5-22)$$

Davon haben wir:

$$|G_a(j\omega_r)| = A = \sqrt{1 + \frac{(1-b)^2}{4d_r^2}} \quad (5-23)$$

Für  $\omega = \omega_a$ :

$$|G_a(j\omega_a)| = \left| \frac{2d_r\sqrt{b}}{1-b} \right| \quad (5-24)$$

Die Gleichungen (5-23) und (5-24) sind wichtig für das Identifizieren eines Systems mit RA-Verhalten. Die Abb. 5-22 zeigt den Frequenzgang das RA-Verhalten für  $b < 1$  und die Abb. 5-23 dasjenige für  $b > 1$ . Wenn wir einen solchen gemessenen Frequenzgang haben, können wir daraus die Werte  $\omega_r$ ,  $\omega_a$ ,  $A$  und  $b$  bestimmen. Mit Hilfe der Gleichungen (5-23) und (5-24) können die fehlenden Parameter für die Übertragungsfunktion berechnet werden. Z.B. kann man durch Ersetzen des Wertes  $A$  in der Gleichung (5-23) den Parameter  $d_r$  erhalten:

$$d_r = \frac{1-b}{2\sqrt{A^2+1}} \quad (5-25)$$

wobei  $A = |G_a(j\omega_r)|$

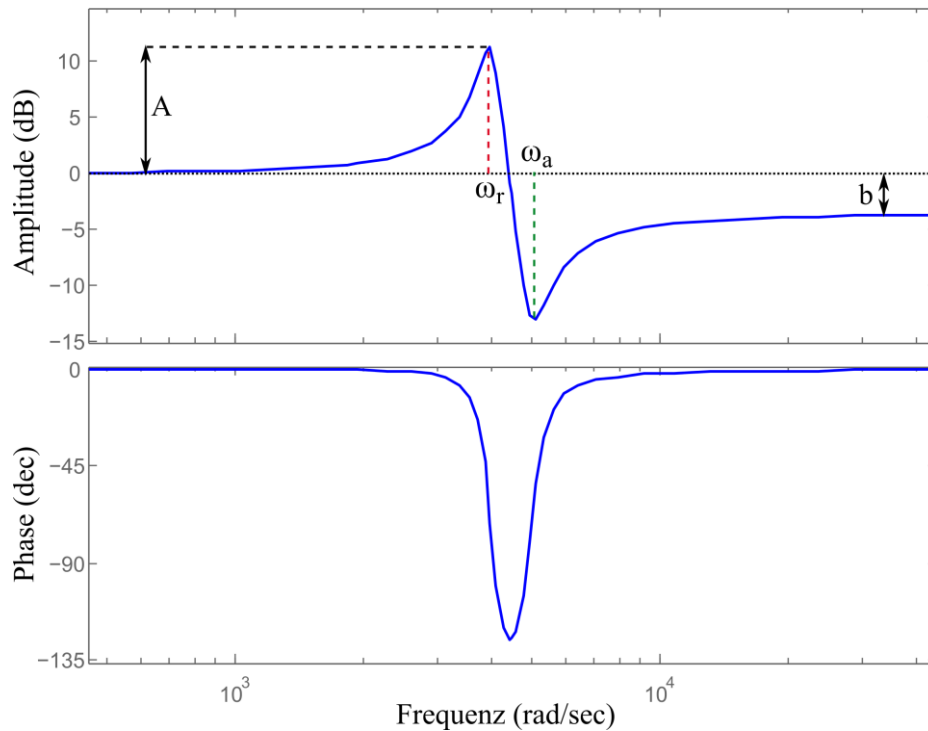


Abb. 5-22: Frequenzgang des RA-Resonanzes für  $b < 1$ .

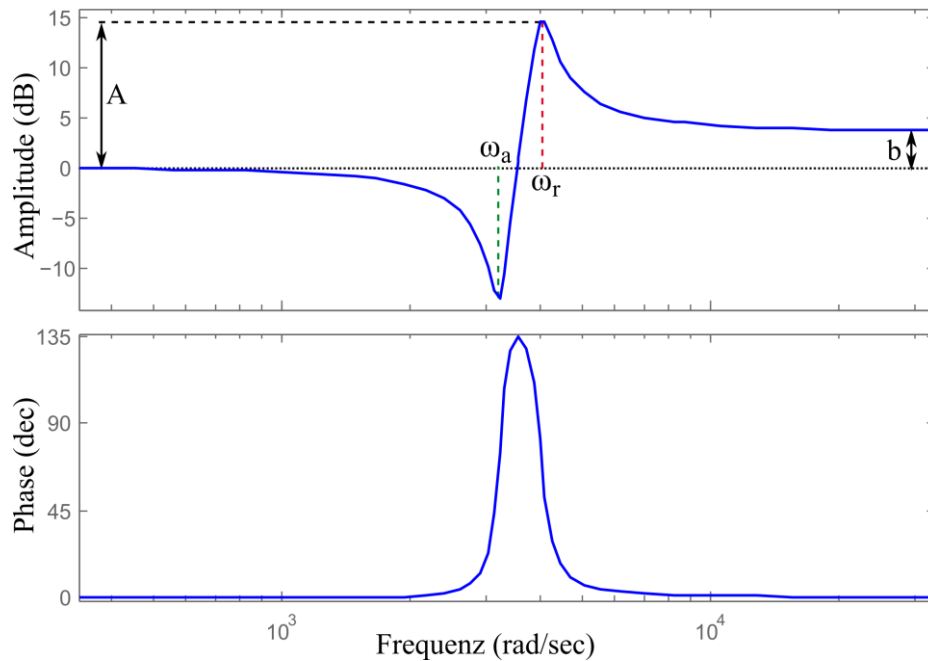


Abb. 5-23: Frequenzgang der RA-Resonanz für  $b > 1$ .

Das System hat zwei konjugiert komplexe Pole und zwei konjugiert komplexe Nullstellen in der linken Halbebene der s-Ebene. Die konjugiert komplexen Pole haben die folgende Form:

$$s_{p_{1,2}} = -\omega_r d_r \pm j\omega_r \sqrt{1 - d_r^2} = \omega_r \left( -d_r \pm j\sqrt{1 - d_r^2} \right) \quad (5-26)$$

Die konjugiert komplexen Nullstellen haben diese Form:

$$s_{n_{1,2}} = \omega_1 \left( -\frac{d_r}{b} \pm j\sqrt{1 - \frac{d_r^2}{b}} \right) \quad (5-27)$$

Für das geregelte System haben die Pole und Nullstellen dieses Systems eine wichtige Bedeutung. Der Regler muss in der Lage sein, diese Pole und Nullstellen zu kompensieren. Das wird im nächsten Abschnitt 5.2.2 erläutert.

### 5.2.2 „Feedforward“ für Dämpfung der Vibrationen des Scanners

Im Abschnitt 5.2.1 wurde gezeigt, dass die Übertragungsfunktion des R-Verhaltens im Laplace-Bereich wie folgt beschrieben werden kann:

$$G_1(s) = \frac{K_{dc} \cdot \omega_0^2}{s^2 + 2d\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (5-28)$$

Diese kann durch einen R- Kompensator (Notchfilter) kompensiert werden:

$$C_1(s) = \frac{\frac{s^2}{\omega_1^2} + \frac{2d_1 s}{\omega_1} + 1}{\frac{s^2}{\omega_2^2} + \frac{2d_2 s}{\omega_2} + 1} \quad (5-29)$$

Um die Schwingung des Systems zu dämpfen, muss der Regler in der Lage sein, die konjugiert-komplexen Pole bei  $G_1(s)$  zu kompensieren. Das ist möglich, wenn  $C_1(s)$  zwei konjugiert-komplexe Nullstellen hat, die die gleichen Polenpositionen bei  $G_1(s)$  in S-Ebene haben. Für die Dämpfung  $d_2$  der neuen eingefügten Polen wird der Wert  $1/\sqrt{2} \approx 0.7$  gegeben, was einem akzeptablen Überschwingen der Sprungantwort von 5 % [111] entspricht. Dafür müssen die Parameter für  $G_1(s)$  wie folgt entschieden werden:

$$d_1 = d; \quad d_2 = 0.7 \quad \text{und} \quad \omega_1 = \omega_2 = \omega_0 \quad (5-30)$$

Das RA-Verhalten, das im Abschnitt 5.2.1 durch die Gleichung (5-19) beschrieben wurde, kann durch die folgende Funktion (RA- Kompensator) kompensiert werden:

$$C_2(s) = \frac{1}{G_2(s)} = \frac{\omega_a^2}{\omega_r^2} \cdot \frac{s^2 + 2d_r \omega_r s + \omega_r^2}{s^2 + 2d_a \omega_a s + \omega_a^2} \quad (5-31)$$

$$C_2(s) = \frac{\frac{s^2}{\omega_r^2} + \frac{2d_r s}{\omega_r} + 1}{\frac{s^2}{\omega_a^2} + \frac{2d_a s}{\omega_a} + 1} \quad (5-32)$$

$$C_2(s) = \frac{\frac{s^2}{\omega_1^2} + \frac{2d_1 s}{\omega_1} + 1}{\frac{s^2}{\omega_2^2} + \frac{2d_2 s}{\omega_2} + 1} \quad (5-33)$$

Mit:

$$d_1 = d_r; \quad d_2 = d_a; \quad \omega_1 = \omega_r \quad \text{und} \quad \omega_2 = \omega_a \quad (5-34)$$

Die Nullstellen der Funktion  $C_2(s)$  kompensieren die Pole der Funktion  $G_2(s)$  und die Pole von  $C_2(s)$  werden durch die Nullstellen von  $G_2(s)$  kompensiert.

Die Gleichungen (5-29) und (5-32) zeigen, dass die  $C_1(s)$  und  $C_2(s)$  die gleiche Form haben, die wie folgt beschrieben werden kann:

$$C(s) = K_s \frac{(s - n_1) \cdot (s - n_2)}{(s - p_1) \cdot (s - p_2)} \quad (5-35)$$

$K_s$  ist die DC-Verstärkung bei ( $s = j\omega = 0$ ) und kann von der Gleichung (5-29) oder (5-32) wie folgt bestimmt werden:

$$K_s = C_1(s)|_{s=0} = C_1(s)|_{s=0} = 1 \quad (5-36)$$

Die Nullstellen der Übertragungsfunktion  $C(s)$  sind konjugiert komplex:

$$n_{1,2} = \omega_1 \left( -d_1 \pm j \sqrt{1 - d_1^2} \right) \quad (5-37)$$

die Pole der Übertragungsfunktion  $C(s)$  sind konjugiert komplex:

$$p_{1,2} = \omega_2 \left( -d_2 \pm j \sqrt{1 - d_2^2} \right) \quad (5-38)$$

Durch Konfiguration der Parameter  $\omega_1, \omega_2, d_1$  und  $d_2$  kann festgelegt werden, ob der Kompensator  $C(s)$  sich als  $C_1(s)$  (Notchfilter) oder als  $C_2(s)$  (RA-Kompensator) verhalten soll.

### 5.2.3 Realisierung und Implementierung des Kompensators

Diskrete Systeme lassen sich mit Hilfe der z-Transformation beschreiben. Hier wird die Matched Z-Transformation-Methode benutzt, um  $C(s)$  vom Laplace-Bereich zum Z-Bereich ( $C(z)$ ) umzusetzen. Die Übertragung der Nullstellen und der Pole zum Z-Bereich erfolgt durch die Gleichung  $Z = e^{sT}$  [111], wobei T die Abtastzeit ist. Die Nullstellen der Übertragungsfunktion  $C(z)$  lauten:

$$n_{z_1, z_1} = e^{\omega_1 \left( -d_1 \pm j \sqrt{1-d_1^2} \right) \cdot T} \quad (5-39)$$

Die Pole der Übertragungsfunktion  $C(z)$  lauten:

$$p_{z_1, z_1} = e^{\omega_2 \left( -d_2 \pm j \sqrt{1-d_2^2} \right) \cdot T} \quad (5-40)$$

Die Übertragungsfunktion im Z-Bereich kann jetzt wie folgt abgebildet werden:

$$C(z) = K_1 \frac{(Z - n_{z_1}) \cdot (Z - n_{z_2})}{(Z - p_{z_1}) \cdot (Z - p_{z_2})} \quad (5-41)$$

Durch Einsetzen der berechneten Nullstellen und Pole erhält man die Übertragungsfunktion des Kompensators im Z-Bereich:

$$C(z) = K_1 \frac{a'_1 \cdot Z^2 + a'_2 \cdot Z + a'_3}{b'_1 \cdot Z^2 + b'_2 \cdot Z + b'_3} \quad (5-42)$$

$K_1$  ist ein Skalierungsfaktor.

Die unskalierten Koeffizienten berechnen sich wie folgt:

$$a'_1 = b'_1 = 1$$

$$a'_2 = -2e^{-\omega_1 d_1 T} \cos \left( \omega_1 \cdot \sqrt{1 - d_1^2} \cdot T \right)$$

$$a'_3 = e^{-2\omega_1 d_1 T} \quad (5-43)$$

$$b'_2 = -2e^{-\omega_2 d_2 T} \cos \left( \omega_2 \cdot \sqrt{1 - d_2^2} \cdot T \right)$$

$$b'_3 = e^{-2\omega_2 d_2 T}$$

Durch Konfiguration der Koeffizienten  $a'_2, a'_3, b'_2$  und  $b'_3$  kann festgelegt werden, ob der Kompensator  $C(z)$  sich als  $C_1(z)$  (R-Kompensator) oder als  $C_2(z)$  (RA-Kompensator) verhalten soll.

Von den Gleichungen (5-30) und (5-43) können die Koeffizienten für  $C_1(z)$  (R- Kompensator) wie folgt bestimmt werden:

$$a'_1 = b'_1 = 1$$

$$a'_2 = -2e^{-\omega_0 d T} \cos(\omega_0 \cdot \sqrt{1 - d^2} \cdot T)$$

$$a'_3 = e^{-2\omega_0 d T} \quad (5-44)$$

$$b'_2 = -2e^{-0.7\omega_0 T} \cos(0.7\omega_0 T)$$

$$b'_3 = e^{-1.4\omega_0 T}$$

Von den Gleichungen (5-30), (5-34) und (5-43) können die Koeffizienten für RA-Kompensator  $C_2(z)$  wie folgt bestimmt werden:

$$a'_1 = b'_1 = 1$$

$$a'_2 = -2e^{-\omega_1 d_1 T} \cos(\omega_1 \cdot \sqrt{1 - d_1^2} \cdot T)$$

$$a'_3 = e^{-2\omega_1 d_1 T}$$

(5-45)

$$b'_2 = -2e^{\frac{-\omega_1 d_1 T}{b}} \cos\left(\omega_1 \sqrt{\frac{1}{b} - \frac{d_1^2}{b^2}} T\right)$$

$$b'_3 = e^{\frac{-2\omega_1 d_1 T}{b}}$$

Bestimmung der Skalierungsfaktoren geschieht wie folgt:

Zuerst wird die DC-Verstärkung der Übertragungsfunktion  $C(z)$  so berechnet:

$$K_z = K_1 \cdot \frac{a'_1 + a'_2 + a'_3}{b_1 + b_2 + b_3} \quad (5-46)$$

$K_z$  muss identisch mit  $K_s = 1$  (Gleichung (5-36)) sein:

$$K_z = K_1 \cdot \frac{a'_1 + a'_2 + a'_3}{b_1 + b_2 + b_3} = 1 \quad (5-47)$$

$$K_1 = \frac{b_1 + b_2 + b_3}{a'_1 + a'_2 + a'_3} \quad (5-48)$$

Die Berechnung der skalierten Filter-Koeffizienten (nur Zähler-Koeffizienten) erfolgt so:

$$a_1 = K_1 \cdot a'_1 ; a_2 = K_1 \cdot a'_2 ; a_3 = K_1 \cdot a'_3 \quad (5-49)$$

Damit bekommen wir am Ende die Übertragungsfunktion des Kompensators mit den skalierten Koeffizienten:

$$C(z) = \frac{a_1 \cdot Z^2 + a_2 \cdot Z + a_3}{Z^2 + b_2 \cdot Z + b_3} = \frac{a_1 + a_2 \cdot Z^{-1} + a_3 \cdot Z^{-2}}{1 + b_2 \cdot Z^{-1} + b_3 \cdot Z^{-2}} \quad (5-50)$$

Durch Anwendung der Verschiebungsregel der z-Transformation erhält man die folgende Differenzengleichung:

$$y_n = -b_2 \cdot y_{n-1} - b_3 \cdot y_{n-2} + a_1 \cdot x_n + a_2 \cdot x_{n-1} + a_3 \cdot x_{n-2} \quad (5-51)$$

Diese Differenzengleichung kann in FPGA als IIR-Filter implementiert werden. Die Implementierungsmethode wurde im Abschnitt 3 erläutert. Die gleiche IIR-Filter-Struktur in der **Abb. 3-9** im Abschnitt 3.3 wird für die Realisierung des Kompensators  $C(z)$  verwendet. Die Abb. 5-24 zeigt den Amplitudengang für einen Scanner ohne Kompensator und bei der Verwendung von zwei Kompensatoren  $C_1(z)$  und  $C_2(z)$ .

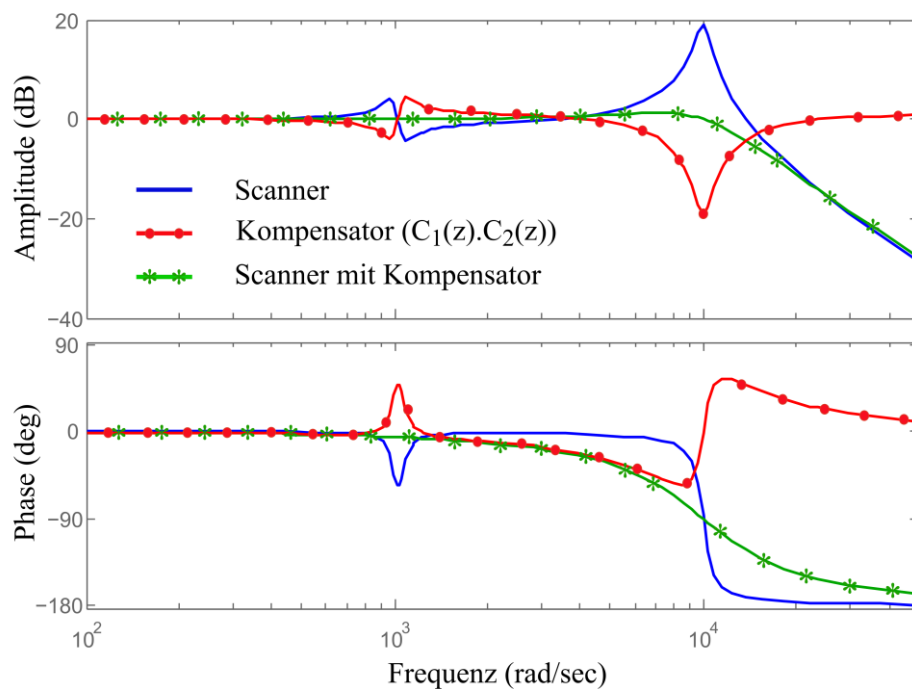


Abb. 5-24: Frequenzgang des Scanners ohne Kompensator (blau) und mit der Verwendung von zwei Kompensatoren (grün). Frequenzgang des  $(C_1(z) \cdot C_2(z))$  wird mit der rote Farbe gezeigt.

### 5.3 Scan-Trajektorie

Die Scan-Trajektorie ist der Pfad, dem ein Cantilever folgen muss, um einen gegebenen Scanbereich abzubilden. Dieser Pfad wird durch die x- und y-Referenzsignale des Scanners bestimmt. Die Scan-Trajektorie hat einen signifikanten Einfluss auf die Wahl der Steuerungsarchitektur, auf das Steuer Design und die erreichbare Scan-Geschwindigkeit.

Beim AFM-System wird üblicherweise ein Raster-Scan verwendet, die Ansteuersignale der Piezoaktoren in dieser Wahl sind dreieckig für bei Richtungen X und Y, (die Piezoaktoren werden mit dreieckigem Signal in den beiden lateralen Richtungen X und Y angesteuert) um eine konstante Geschwindigkeit und die Pixeldistanz während des Scannens zu halten. Der Vorteil der Raster-Scan-Trajektorie mit den Dreieck-Signalen ist die Einfachheit der Bildrekonstruktion. Aber beim schnellen Scannen können die höhere Harmonische der Grundfrequenz die mechanischen Resonanzen des Scanners erregen und zwar besonders in der schnellen Scanrichtung X, was zur Verzerrung des AFM-Bilds in den lateralen Richtungen führt. Um dieses Bildartefakt ohne Steuerungsverfahren zu vermeiden, muss die Scan-Rate in der schnellen Scanrichtung x auf etwa 1 Prozent der ersten Resonanzfrequenz des Scanners beschränkt werden [147]. Ein Scanner beispielsweise hat eine Resonanzfrequenz 1KHz und wird mit einem Dreiecksignal von 100 Hz angesteuert. Die **Abb. 5-25** zeigt das Verhalten dieses Scanners im Zeitbereich, und **Abb. 5-26** zeigt das Verhalten im Frequenzbereich (die Harmonischen-Reihe von dem Dreiecksignal und von der Scanner-Antwort). Der Effekt dieser lateralen Schwingung auf dem AFM-Bild wird in der **Abb. 5-27** gezeigt.

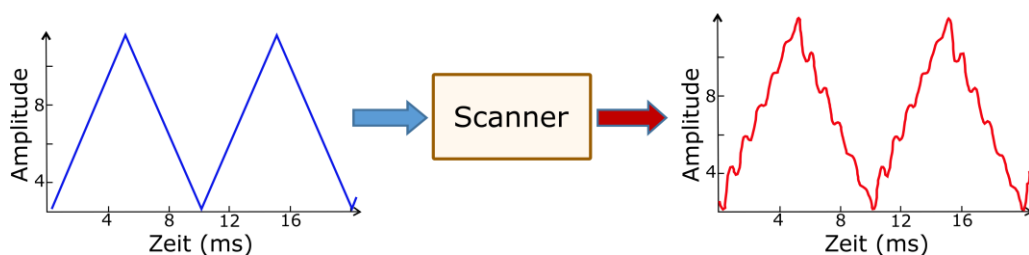


Abb. 5-25: Verhalten des Scanners im Zeitbereich bei der Ansteuerung mit einem Dreiecksignal.

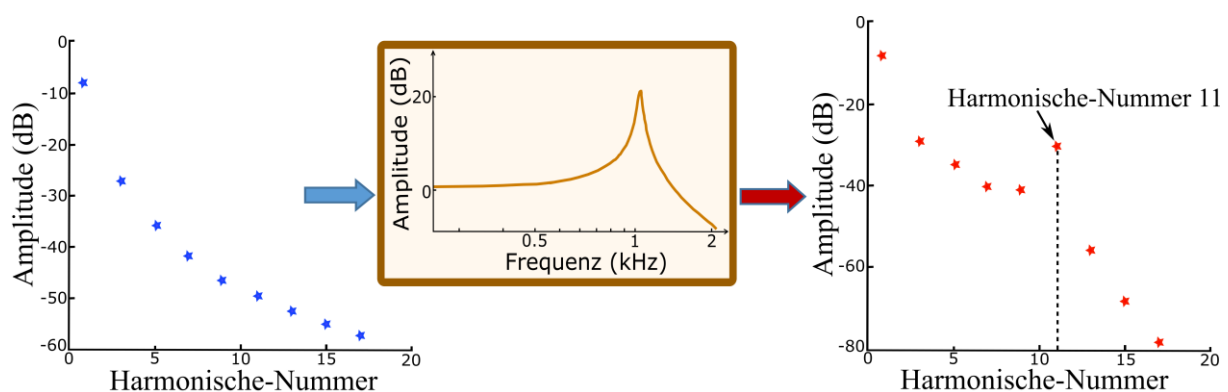


Abb. 5-26: Verhalten des Scanners im Frequenzbereich bei der Ansteuerung mit einem Dreiecksignal. Die Harmonische-Nummer 11 (1100 Hz) des Dreiecksignals bekommt die größte Verstärkung, da sie der Resonanzfrequenz des Scanners (1 kHz) am nächsten ist.



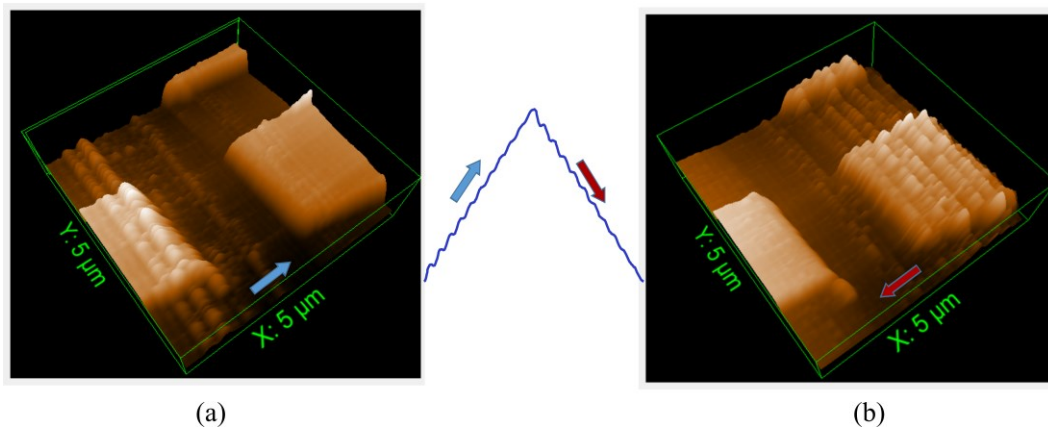


Abb. 5-27: Effekt der lateralen Schwingung auf dem AFM-Bild. (a): Vorwärtsscan, (b) Rückwärtsscan. Die Scangeschwindigkeit ist 100 Line/sec.

In den folgenden Abschnitten (5.3.1, 5.3.2 und 5.3.3) werden verschiedene Methoden erläutert, die zum Vermeiden oder zur Reduzierung dieses Effekts bei höheren Scan-Geschwindigkeiten verwendet werden können.

### 5.3.1 Modifizieren der Scan-Trajektorie mittels „Input-Shaper“

„Input-Shaping“ ist eine der einfachsten, erfolgreich angewandten Steuerungstechniken zum Unterdrücken der Schwingungen, die bei schneller Bewegung eines mechanischen Systems auftreten. Die erste Form des „Input-Shaping“ wurde 1957 von Smith präsentiert [148]. Dieser „Input-Shaper“ erzeugt zwei kurze Schwingungen, die sich gegenseitig auslöschen und zu einer vibrationsfreien Antwort des mechanischen Systems führen. Der erste Artikel des „Input-Shaping“, das die Signal-Faltung verwendet, wurde von Singer und Seering präsentiert [149]. Gewünschte System-Eingänge wurden mit einem Impulszug gefaltet. Die resultierenden Befehle bewegen das System ohne Schwingung.

„Input-Shaping“ wird in vielen Bereichen (Raumfahrzeugen, Robotern, Kränen, chemischen Prozessen etc.) angewendet.

Der Autor dieser Arbeit hat das „Input-Shaping“ zum Modifizieren der Scan-Trajektorie beim AFM-System eingesetzt, um die Schwingungen des Scanners beim schnellen Scannen zu vermeiden. Der Autor hat das ZVD-Shaper (Zero Vibration und Derivative) modifiziert und auf FPGA implementiert.

#### 5.3.1.1 Entwurf eines „Input-Shaper“ für den AFM-Scanner

Das „Input Shaper“ kann als ein digitaler Filter betrachtet werden, der im Zeit-Bereich entworfen werden kann und nicht im Frequenz-Bereich wie die traditionellen digitalen Filter [150-152].

Das Prinzip des Input Shapings besteht aus der Faltung der Referenz (Steuerungssignal) mit einer Reihe von ausgewählten Impulsen. Die Impulsamplituden und der Zeitabstand zwischen den Impulsen hängen nur von der Eigenkreisfrequenz und dem Dämpfungsgrad des gedämpften Systems ab. Mit Kenntnis dieser Systemparameter können die Impulse des Shapers problemlos bestimmt werden. Wenn diese Impulse mit einem beliebigen Eingangssignal gefaltet werden,

folgt das System (hier der Scanner) dem Eingangssignal ohne Schwingung und mit einer leichten Zeitverzögerung in etwa gleich der Länge der Impulsfolge.

Es gibt verschiedene Input-Shaper-Typen z.B. Extra-Insensitive (EI), Zero Vibration (ZV), Zero Vibration und Derivative (ZVD) Shaper [153]. Diese unterscheiden sich im Verhalten in Bezug auf ihre Robustheit gegenüber einer Veränderung der Systemparameter oder gegenüber Modellierungsfehlern [152]. Hier wird der ZVD-Shaper ausgewählt, da er relativ robust ist.

Der ZVD-Shaper hat drei Impulse mit den folgenden Amplitudenverhältnissen [152]:

$$A_1 = \frac{\beta^2}{\beta^2 + 2\beta + 1} \quad ; \quad A_2 = \frac{2\beta}{\beta^2 + 2\beta + 1} \quad ; \quad A_3 = \frac{1}{\beta^2 + 2\beta + 1} \quad (5-52)$$

und dem Zeitabstand:

$$dt = \frac{1}{2f_r} \quad (5-53)$$

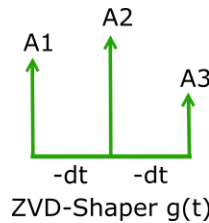
mit  $\beta = e^{\frac{\pi d}{\sqrt{1-d^2}}}$ ,

wobei  $f_r$  die erste Resonanzfrequenz des Scanners und  $d$  der Dämpfungsgrad ist.

Die folgende Gleichung beschreibt den ZVD-Shaper [152]:

$$g(t) = A_1 \cdot \delta(t) + A_2 \cdot \delta(t - dt) + A_3 \cdot \delta(t - 2dt) \quad (5-54)$$

Wobei  $\delta(t)$  „Dirac-Funktion“ ist.



Die Faltung zwischen dem Scansignal  $x(t)$  (Dreiecksignal) und den Shaper-Impulsen  $g(t)$  [152] erzeugt ein gefiltertes Signal  $x'(t)$ , das zum Treiben des Scanners verwendet wird.

$$x'(t) = x(t) * g(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot g(t - \tau) \cdot d\tau \quad (5-55)$$

$$x'(t) = A_1 \cdot x(t) + A_2 \cdot x(t - dt) + A_3 \cdot x(t - 2dt)$$

$$x'(t) = x_1(t) + x_2(t - dt) + x_3(t - 2dt)$$

Die Verzögerungszeit zwischen  $x$  und  $x'$  ist die Hälfte der Shaper-Länge ( $2dt/2 = dt$ ) und kann auch wie folgt berechnet werden:

$$dt_{x',x} = \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=1}^{n-1} dt_{i+1,i} \quad (5-56)$$

Hierbei ist  $i$  die Impuls-Nummer und  $n$  die Impuls-Anzahl des Input-Shapers und  $dt_{i+1,i}$  ist die Verzögerungszeit zwischen dem Impuls  $i+1$  und dem Impuls  $i$ .

Für den ZVD-Shaper bekommen wir:

$$dt_{x',x} = \frac{1}{2} \cdot (dt_{2,1} + dt_{3,2}) = \frac{1}{2} \cdot (-dt - dt) = -dt = -\frac{1}{2f_r} \quad (5-57)$$

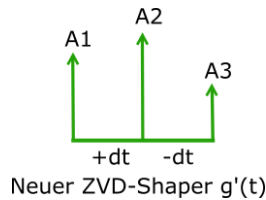
Da das Soll-Signal  $x$  vordefiniert ist, ist es möglich, eine positive Verzögerungszeit auf dieses Signal anzuwenden ( $x(t + dt)$ ). Die Faltung zwischen dem Shaper und dem verzögerten Signal ergibt sich wie folgt:

$$x'(t) = x(t + dt) * g(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t + dt) \cdot g(t - \tau) \cdot d\tau$$

$$x'(t) = A_1 \cdot x(t + dt) + A_2 \cdot x(dt) + A_3 \cdot x(t - dt) \quad (5-58)$$

$$x'(t) = x(t) * g'(t)$$

$$g'(t) = A_1 \cdot \delta(t + dt) + A_2 \cdot \delta(t) + A_3 \cdot \delta(t - dt)$$



In diesem Fall gibt es keine Verzögerungszeit zwischen dem Sollsignal  $x(t)$  und dem gefilterten Signal  $x'(t)$ , von der letzten Gleichung:

$$dt_{x',x} = \frac{1}{2} \cdot (dt_{2,1} + dt_{3,2}) = \frac{1}{2} \cdot (dt - dt) = 0 \quad (5-59)$$

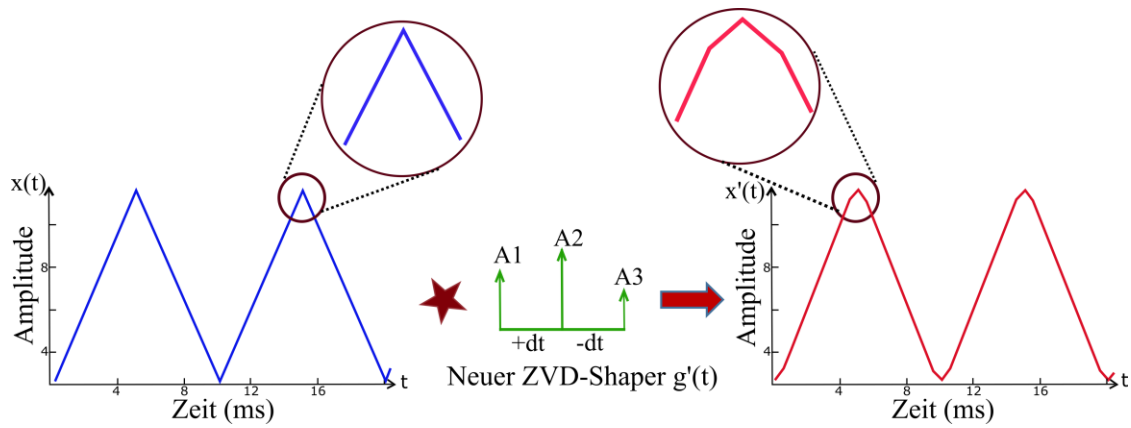


Abb. 5-28: Anwendung des Input-Shapers auf das Scan-Signal in x-Richtung.  $x'(t)$  ist das neue Trajektorie-Signal in der X-Richtung.

Die **Abb. 5-28** zeigt die Anwendung des Input-Shapers auf das Scan-Signal in x-Richtung. Das Signal hat eine Frequenz von 100 Hz und der Scanner hat eine Resonanzfrequenz  $f_r = 1100 \text{ Hz}$  in x-Richtung.  $x'(t)$  ist der Ausgang des Input-Shapers und wird als Steuerungssignal für den Scannen in der schnellen Richtung x verwendet. Die Abb. 5-29 zeigt die Harmonischen der beiden Signale  $x(t)$  und  $x'(t)$  im Frequenzbereich.

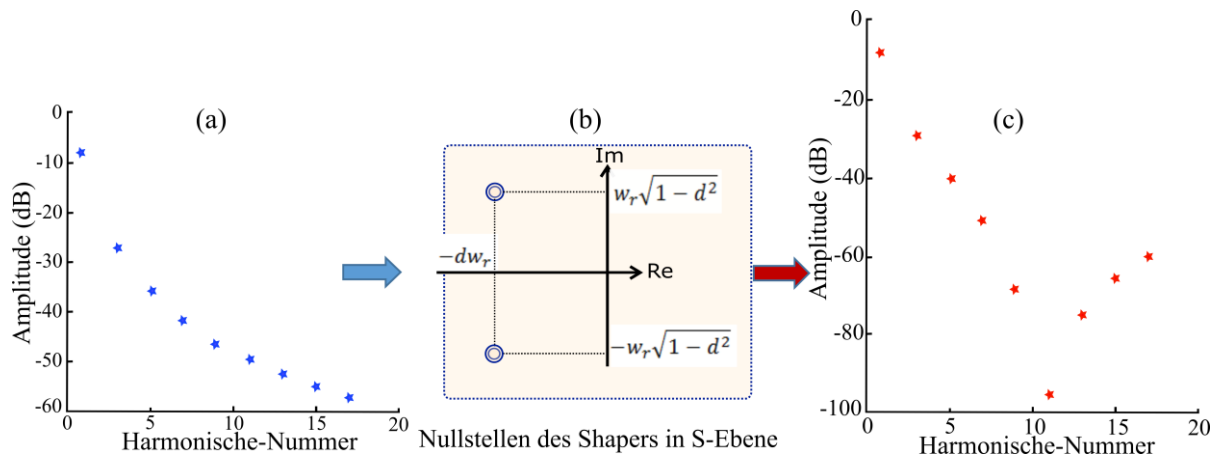


Abb. 5-29: Die Harmonische des Eingangs des Input-Shapers (a), das Input-Shaper (b) und die Harmonische des Ausgangs des Shapers (c)  $\omega_r = 2\pi f_r$  und  $d$  sind jeweils die Resonanzfrequenz und der Dämpfungsgrad des Scanners.

Die Antwort des Scanners auf das vorgefilterte Signal  $x'(t)$  wird in der **Abb. 5-30** und die resultierenden AFM-Bilder werden in der **Abb. 5-31** gezeigt. Bei der Verwendung des neuen Trajektorie-Signals  $x'(t)$  werden keine lateralen Schwingungen beobachtet.

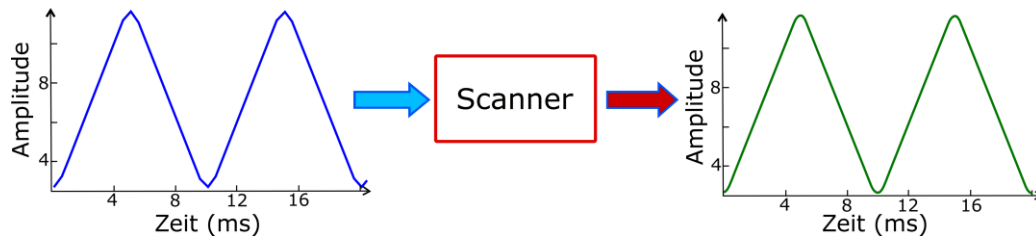


Abb. 5-30: Antwort des Scanners auf das vorgefilterte Signal mit Verwendung des Input-Shapers.

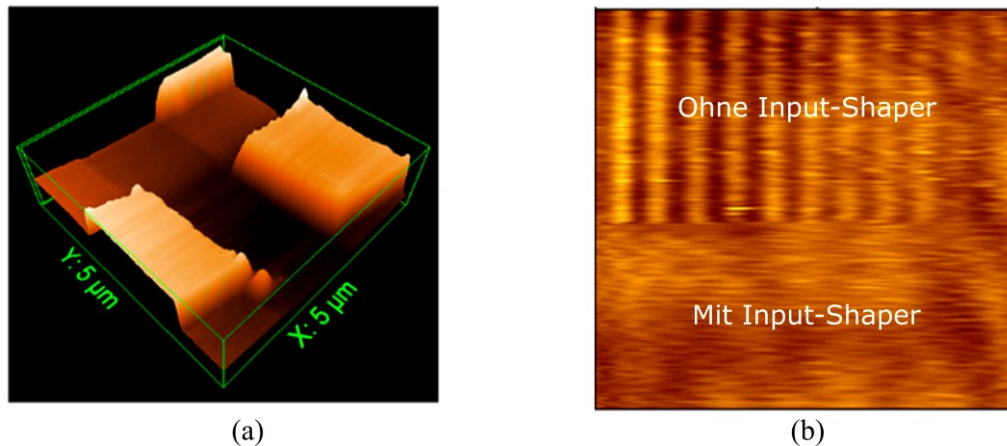


Abb. 5-31: (a) ist AFM-Bild mit Verwendung des Input-Shapers, keine laterale Schwingung ist entstanden. (b) ist ein AFM-Bild unter Verwendung des normalen Dreiecksignals  $\mathbf{x}(\mathbf{t})$  (oberer Bildteil) und unter Verwendung des geformten Dreiecksignals  $\mathbf{x}'(\mathbf{t})$  (unterer Bildteil).

### 5.3.2 Sinusförmige Scan-Trajektorie

Um die Scangeschwindigkeit des AFM zu verbessern, wurde von manchen Autoren ein Sinussignal zur Bewegung des Scanners in der schnellen Achse X verwendet. Die Verwendung eines einzigen Frequenzsignals ermöglicht es dem Scanner, sich mit einer höheren Geschwindigkeit ohne Erregung seiner mechanischen Resonanz zu bewegen. L.M. Picco [58] hielt einen Probenhalter an eine Stimmgabel, die bei ihrer Resonanzfrequenz in der x-Richtung mit sinusförmigen Wellen vibrierte. Der Nachteil dieser Methode bestand darin, dass die Verzerrung des AFM-Bildes wegen der nicht-linearen sinusförmigen Vibration der Stimmgabel nicht kompensiert wurde. Yanyan Wang [59] hat ein sinusförmiges Signal verwendet, um die schnelle Achse (X-Richtung) anzutreiben. Der Nachteil dieser Methode ist die Notwendigkeit eines Bewegungssensors, der als zusätzliche Rauschquelle betrachtet wird. Die aktuelle Position des X-Aktuators wurde mittels eines kapazitiven Sensors gemessen. Die gemessene Position wurde verwendet, um die Verzerrung des AFM-Bildes wegen der Nichtlinearität des sinusförmigen Signals zu kompensieren.

Der Autor dieser Arbeit hat auch diese Scanmethode in FPGA implementiert, wobei ein Sinussignal statt eines Dreiecksignals zur Bewegung des Scanners in der schnellen Achse verwendet wird. Dazu werden vom Autor eine neue nichtlineare Erfassungsmethode des AFM-Bildes und

eine Phasenkorrektur realisiert, um die Verzerrung des AFM-Bildes zu vermeiden. Dafür sind keine Bewegungssensoren nötig. Die Erfassungsmethode und die Phasenkorrektur arbeiten in Echtzeit auf FPGA.

### 5.3.2.1 Sinusförmiges Scannen ohne Verzerrungen im AFM-Bild

Der wichtige Vorteil des sinusförmigen Scannens im Vergleich zur Input-Shaper-Methode besteht darin, dass keine genaue Bestimmung der Resonanzfrequenz des Scanners nötig ist. Dazu ist diese Methode nicht durch die Änderung der Resonanzfrequenz beeinflusst. Das Problem beim sinusförmigen Scannen wie oben erwähnt, dass die Verzerrung des AFM-Bildes. Während des Scannens werden verschiedene Bildinformationen (Topographie, Amplitude, Error ...) in bestimmten konstanten Zeitintervallen erfasst (lineare Erfassung), im Puffer gespeichert und danach zum PC übertragen.

Diese Erfassungsmethode passt zum Scannen mit Dreiecksignal, wo die Scangeschwindigkeit konstant ist. Aber beim nichtlinearen sinusförmigen Scannen erscheint im AFM-Bild eine räumliche Verzerrung. Der Grund dafür liegt darin, dass die sinusförmige Bewegung des Scanners nicht linear ist (keine konstante Geschwindigkeit), während die AFM-Bild-Erfassung linear ist. Dies führt zu einer Fehlanpassung zwischen den Koordinaten der Scanner-Bewegung und den Koordinaten der Bildpixel, wie dies in der **Abb. 5-32 (a)** dargestellt ist.

Dieses Problem wird durch die Verwendung der nichtlinearen Erfassung von AFM-Bildinformationen aufgelöst. Das bedeutet, dass das Zeitintervall zwischen den erfassenden Pixeln nicht konstant ist und entsprechend der aktuellen Position des Scanners bestimmt wird (**Abb. 5-32 (b)**).

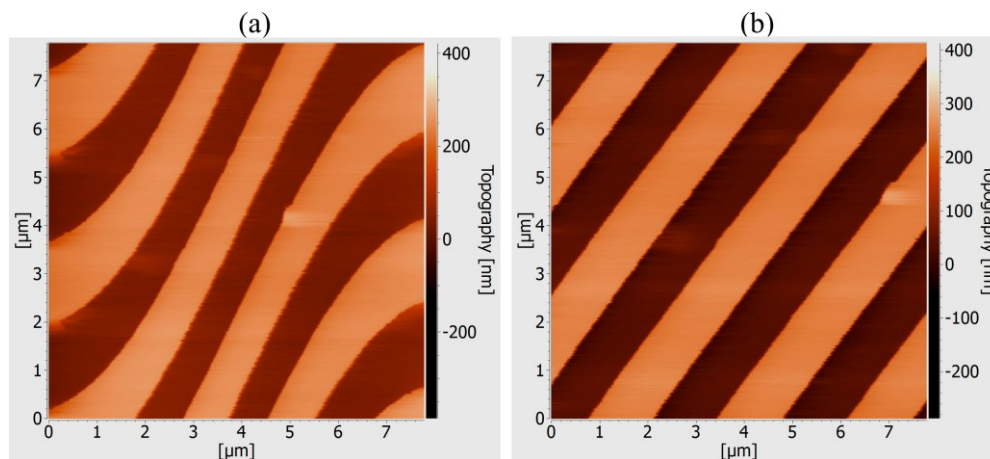


Abb. 5-32: Lineare Verteilung (a) und nicht-lineare Verteilung (b) den AFM-Bildpixeln.

In dieser Methode wird ein Pixel-Signal vom Bewegungssignal abgeleitet. Dieses Signal liefert die aktuelle Pixel-Nummer und wird zur richtigen Speicherung des Bildes im Puffer benutzt (Es wird kein Sensor benötigt).

Die Abbildung Abb. 5-33 zeigt, dass keine lateralen Schwingungen beim sinusförmigen Scannen in X-Richtung (die schnelle Scannen-Richtung) erscheinen. Die Kombination dieser Methode mit dem adaptiven Scangeschwindigkeit-Algorithmus, der in Kapitel 8 erläutert werden



wird, liefert eine sehr gute Verbesserung der Geschwindigkeit in lateralen und vertikalen Richtung, wie die Abb. 5-33 (c) zeigt.

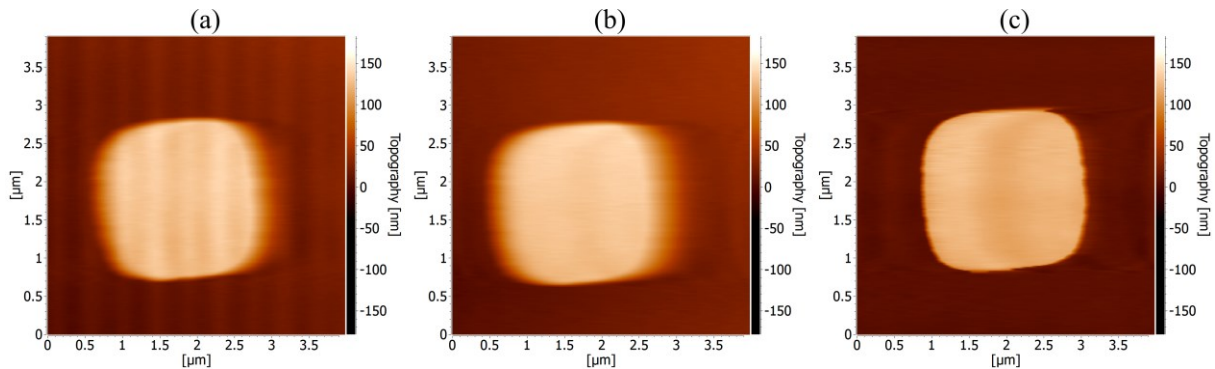


Abb. 5-33: Scannen in X-Richtung mit Dreieckssignal (a) und mit Sinussignal (b). Kombination des Sinus-Scannens mit der adaptiven Scangeschwindigkeit (c). Die Scangeschwindigkeit ist 50 Zeilen/s.

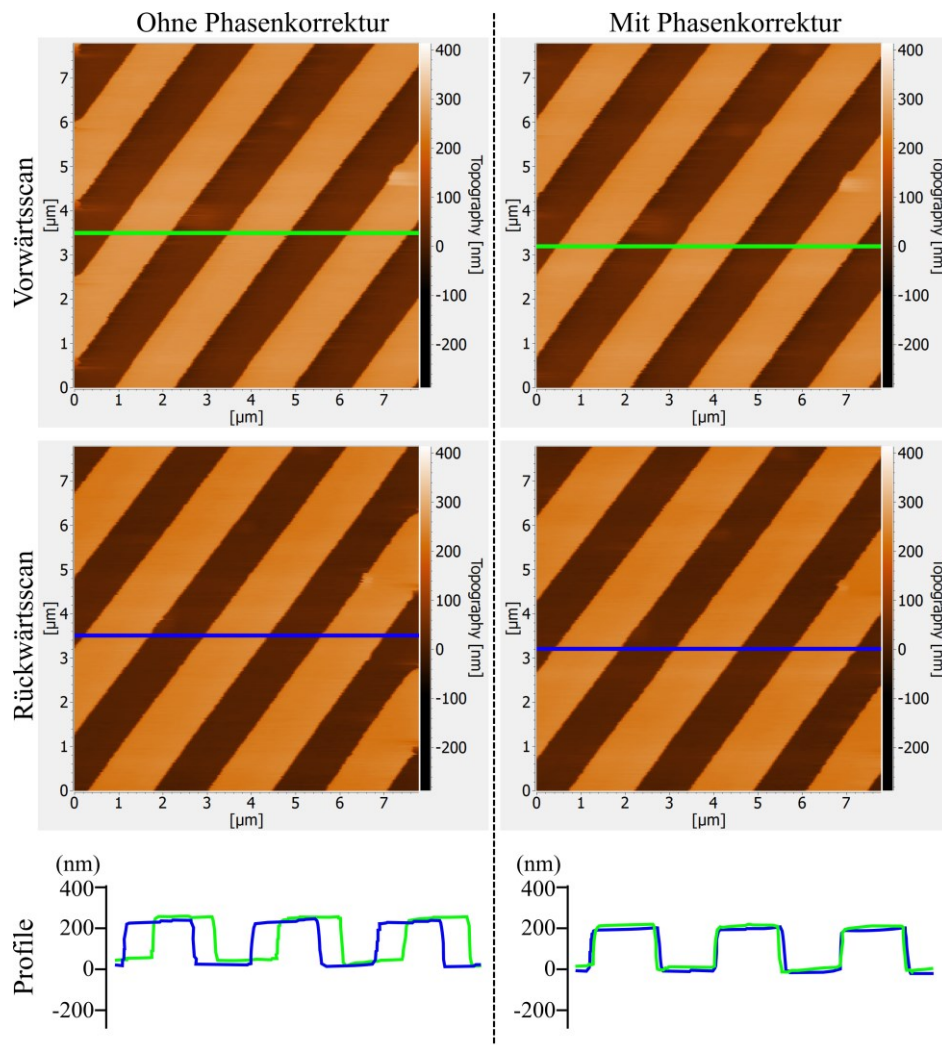


Abb. 5-34: Verwendung des Phasenkorrekturs zum Beheben der Verschiebung zwischen Vorwärts- und Rückwärtsscannen.

Jedoch treten einige Phasenfehler zwischen der Bewegung des Scanners und dem Pixel-Signal auf, wenn die Frequenz steigt, was eine Verschiebung zwischen Vorwärts- und Rückwärtsscannen verursacht. Ein solches Problem wurde durch Verwendung einer Phasenkorrektur gelöst,

der die Phasenfehler zwischen der Bewegung des Scanners und dem Pixel-Signal während des Scannens (in Echtzeit) korrigieren kann (Abb. 5-34).

### 5.3.3 Spiral-Scannen

Die Referenzsignale der X-Achse und der Y-Achse beim Spiral-Scannen sind Kosinus- und Sinussignale mit langsam variierenden Amplituden oder langsam variierender Frequenz und Amplitude zusammen. Der effektive Scanbereich für diese Art ist kreisförmig. Durch Verwendung der Sinussignale kann sich der Scanner mit hoher Geschwindigkeit ohne Anregung der mechanischen Resonanz bewegen. Der andere Vorteil des Spiral-Scannens gegenüber dem Raster-Scannen liegt darin, dass der Effekt des Kriechens in der Y-Achse weniger auffällig ist, wofür die relativ schnelle periodische Bewegung im Vergleich zu der langsamen Rampe, die beim Raster-Scannen verwendet wird, der Grund ist. Eine Methode des Spiral-Scannens wurde von H. Habibullah [60] als Ersatz für das Raster-Scannen berichtet. Der Nachteil dieser Methode ist die variable lineare Scangeschwindigkeit. Ein Spiral-Scan-Verfahren wurde von S.K. Hung [61] berichtet. Bei dieser Methode werden zwei Herausforderungen erwähnt: Die erste Herausforderung ist die gleichmäßige Verteilung der Scanpunkte in der 2-D-Ebene. Die zweite Herausforderung ist eine relativ konstante lineare Geschwindigkeit. I. A. Mahmood [62] hat eine Methode des Spiral-Scannens mit konstanter linearer Geschwindigkeit entwickelt. Der Nachteil dieses Scannens besteht darin, dass in der Mitte jedes Bildes ein Artefakt gebildet wird. Dies ist auf den Verlust der Tracking-Steuerung zurückzuführen, wenn die Frequenz der Eingangssignale hoch ist.

Der Autor dieser Arbeit hat eine neue Methode des Spiral-Scannens entwickelt. Durch diese Methode werden die oben erwähnten Nachteile beseitigt. Das wird „Hybrid-Spiral-Scannen“ genannt, wobei es sich um eine Mischung aus KWG und KLG handelt (KWG: Konstante Winkel-Geschwindigkeit; KLG: Konstante lineare Geschwindigkeit).

#### 5.3.3.1 Hybrid-Spiral-Scannen

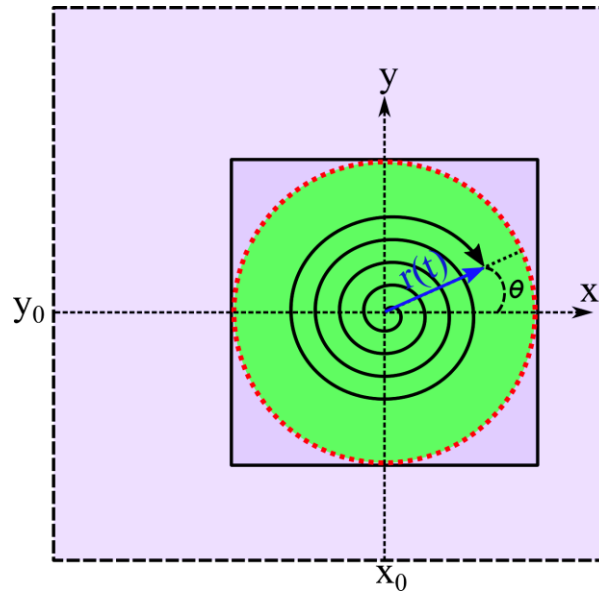
Die Referenzsignale der X-Achse und der Y-Achse beim Spiral-Scannen mit KWG sind Kosinus- und Sinussignale mit langsam variierenden Amplituden:

$$x(t) = x_0 + r(t) \cdot \cos(2\pi ft) \quad (5-60)$$

$$y(t) = y_0 + r(t) \cdot \sin(2\pi ft) \quad (5-61)$$

Dabei sind  $x(t)$  und  $y(t)$  Eingangssignale für den Scanner und  $2\pi ft = \theta$  ist der Winkel,  $r(t)$  ist ein Signal, das eine linear ansteigende Scanamplitude erzwingt, und  $f$  ist die Scanfrequenz.





Zwei Varianten sind für das Spiral-Scannen verfügbar: konstante Winkel-Geschwindigkeit und konstante lineare Geschwindigkeit. Beim Spiral-Scannen mit konstanter Winkel-Geschwindigkeit  $V_\theta$  muss die Frequenz  $f$  die Signale  $x$  und  $y$  konstant halten. In diesem Fall variiert die lineare Geschwindigkeit  $v_l(t)$  in Abhängigkeit von der Entfernung von dem Spiral-Ursprung.

Die Winkel-Geschwindigkeit kann wie folgt berechnet werden:

$$V_\theta = \frac{d\theta}{dt} = \frac{d(2\pi f t)}{dt} = 2\pi f = \omega = \text{Konstant} \quad (5-62)$$

Die lineare Geschwindigkeit errechnet sich so:

$$v_l(t) = 2\pi f r(t) \neq \text{Konstant} \quad (5-63)$$

Ein Nachteil dieses Verfahrens ist, dass seine Lineargeschwindigkeit nicht konstant ist (Gleichung (5-63): aktuelle Lineargeschwindigkeit hängt vom aktuellen Radius ab). Somit können die Struktur-Details des Samples nicht mit gleicher Geschwindigkeit gescannt werden. Ein signifikanter Unterschied in der Scan-Geschwindigkeit entsteht besonders zwischen dem Zentrum und dem Rand des Scanbereichs. Ein anderer Nachteil ist das ungleichmäßige räumliche Auflösungsprofil, das in dem Bild als ein ungleichmäßiger Abstand zwischen den Abtastpunkten beobachtet werden kann. Diese Probleme können mit der zweiten Variante des Spiralscannens (konstante lineare Geschwindigkeit) gelöst werden. Um ein Spiralscannen mit konstanter linearer Geschwindigkeit zu erzeugen, müssen der Radius  $r(t)$  und die Winkelgeschwindigkeit  $V_\theta$  gleichzeitig in einer Weise variieren, dass die lineare Geschwindigkeit des Scanners jederzeit konstant gehalten wird. Mit anderen Worten heißt das, dass sich die Frequenz  $f$  (oder  $\omega$ ) als eine Funktion des Radius  $r(t)$  verändern muss.

In diesem Fall können die Scannen-Signale wie folgt beschrieben werden:

$$x(t) = x_0 + r(t) \cdot \cos[2\pi f(t)t] = x_0 + r(t) \cdot \cos\left[2\pi \frac{f}{kr(t)} t\right] \quad (5-64)$$

$$y(t) = y_0 + r(t) \cdot \sin[2\pi f(t)t] = y_0 + r(t) \cdot \sin\left[2\pi \frac{f}{kr(t)}t\right]$$

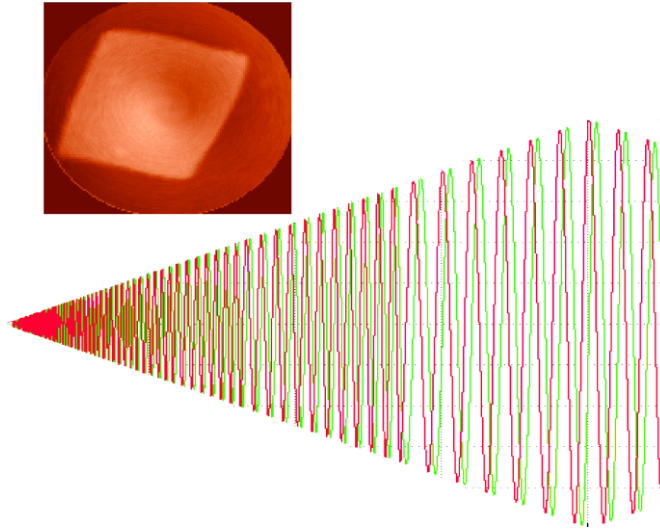


Abb. 5-35:  $x(t)$  und  $y(t)$  Signale für das Spiral-Scannen mit einer konstanten linearen Geschwindigkeit.

Die Signale  $x(t)$  und  $y(t)$  für das Spiral-Scannen mit einer konstanten linearen Geschwindigkeit werden in der Abb. 5-35 gezeigt.

Die lineare Geschwindigkeit kann wie folgt berechnet werden:

$$V_l = 2\pi r(t) \frac{f}{kr(t)} = 2\pi f' = \text{Konstant} \quad (5-65)$$

Beim Spiral-Scannen mit einer konstanten linearen Geschwindigkeit entsteht ein Problem im Zentrum des Scanbereichs, wo die Frequenz ( $f/kr(t)$ ) der Signale  $x(t)$  und  $y(t)$  unendlich wird ( $r(t) = 0 \rightarrow f/kr(t) \rightarrow \infty$ ). Um dieses Problem zu lösen, wird in dieser Arbeit eine neue Art des Spiral-Scannens verwendet. Wir nennen diese Hybrid-Spiral-Scannen, wobei es sich um eine Mischung zwischen den beiden vorher erwähnten Methoden handelt.

Die meisten Teile des Scanbereiches werden mit konstanter linearer Geschwindigkeit gescannt, während der zentrale Teil des Scanbereiches mit konstanter Winkel-Geschwindigkeit gescannt wird (Abb. 5-36).

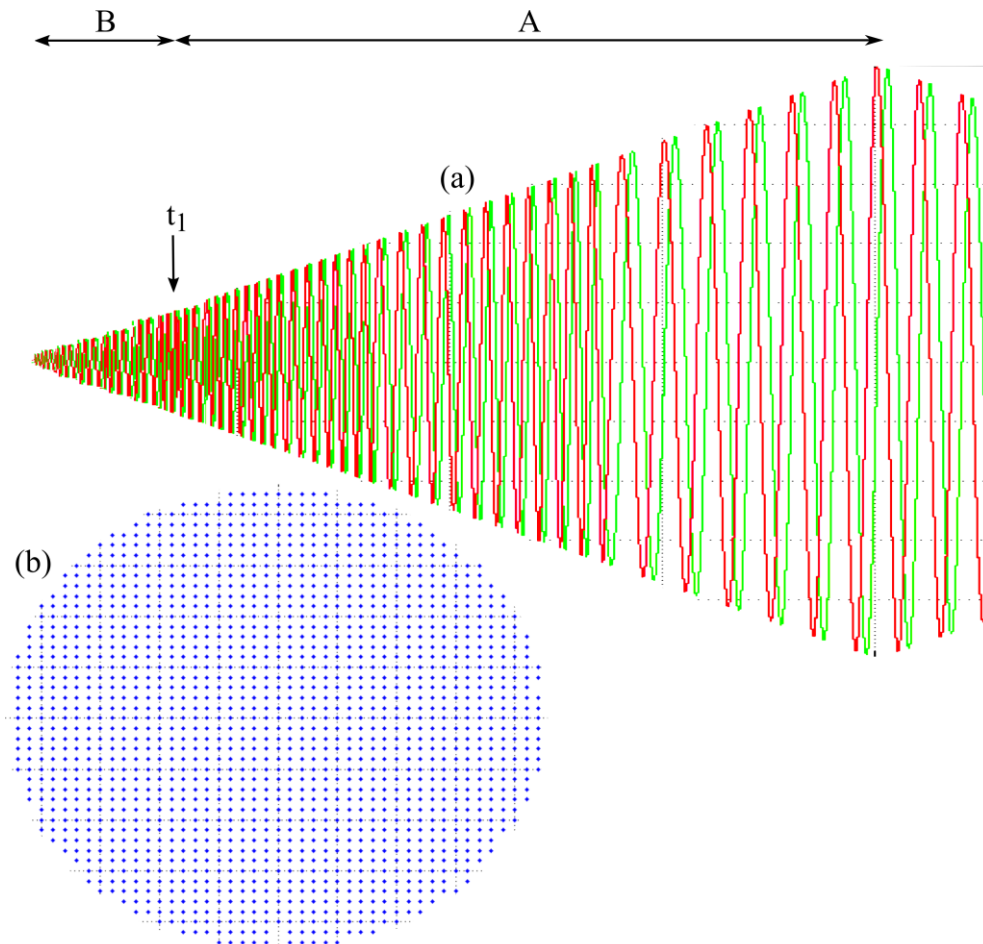


Abb. 5-36: (a) sind die Signale des Hybrid-Spiral-Scannens, A: konstante lineare Geschwindigkeit, B: konstante Winkel-Geschwindigkeit. (b): Pixel-Verteilung.

Die gleiche Methode, die im Abschnitt 5.3.2.1 erläutert, wird verwendet, um die räumliche Verzerrung des AFM-Bildes zu vermeiden. Die Pixel- und Zeilen-Signale werden vom X- und Y-Steuerungssignal abgeleitet. Diese Signale liefert die aktuelle Pixel- und Zeilen-Nummer und wird zur richtigen Speicherung des Bildes im Puffer benutzt (Es wird kein Sensor benötigt). Beim Spiral-Scannen ist es nicht notwendig, jede Zeile zweimal (hin und zurück) zu scannen, daher ist die erreichbare Scangeschwindigkeit für den Spiral-Scannen doppelt so hoch wie für den Sinus-Scannen (Raster-Scannen).

Die **Abb. 5-37** zeigt Topographie –Bilder, die durch die Verwendung des Spiral-Scannens aufgenommen wurden. In der **Abb. 5-37 (a)** wurde eine Kalibrierungsprobe mit der Struktur-Periode  $3\mu\text{m}$ , einer Höhe von  $20\text{ nm}$  und dem Scanbereich von  $13\mu\text{m}$  gescannt. Die Scangeschwindigkeit ist  $40\text{ Zeilen/s}$ .

Die Struktur in der **Abb. 5-37 (b)** ist ca.  $7\text{ nm}$  hoch und wurde mit einer Scangeschwindigkeit von  $128\text{ Zeilen/s}$  und einer Bildrate von  $1\text{ Bild/s}$  (die Auflösung ist  $128 \times 128\text{ Pixel}$ ) erhalten.

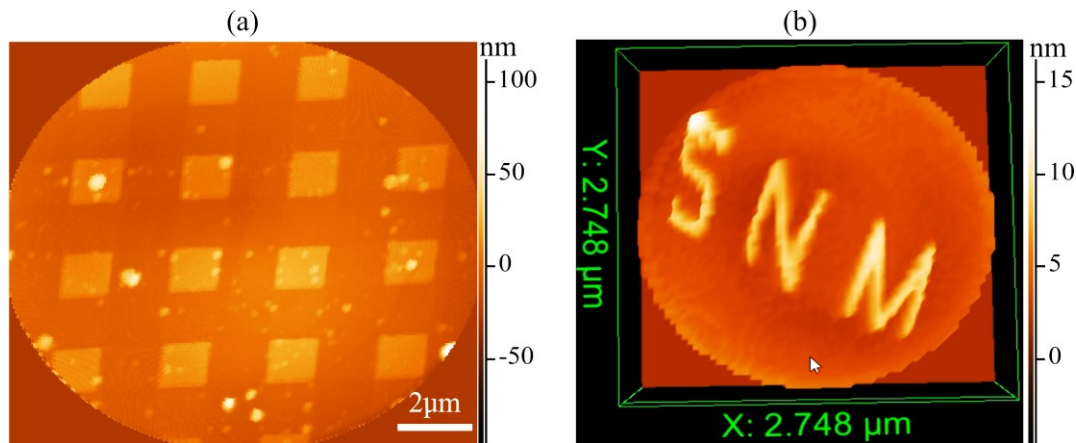


Abb. 5-37: Topographie-Bilder, die mit der Verwendung des Spiral-Scannens aufgenommen wurden, die Scangeschwindigkeit ist 40 Zeilen/s (a) und 128 Zeilen/s (1 Bild/s) (b).

### 5.3.4 Scan-Rotation in der XY-Ebene

Beim normalen Raster-scannen stimmen die Bewegungsachsen und Orientierungsachsen des Scanners über. In diesem Fall wird die schnelle Scanrichtung in der X-Richtung der XY-Scannerebene gewählt. In manchen Fällen übt die Rotation der Scanrichtungen einen relevanten Einfluss auf das erhaltene AFM-Bild und auf die erreichbare Scangeschwindigkeit aus. Durch eine solche Rotation müssen die Bewegungsrichtungen des Scanners nicht unbedingt mit den XY-Koordinaten der Orientierungsachsen des Scanners übereinstimmen.

Der Scanwinkel-Parameter bestimmt den Rotationsgrad zwischen den Bewegungsachsen und den Orientierungsachsen des Scanners. Es ist möglich, die Scanwinkel zwischen 0 und 90 Grad einzustellen. Wenn der Scanner so eingestellt ist und mit einem Scanwinkel von 0 Grad scannt, dann steht die schnelle Achse parallel zu der X-Achse des Scanners. Wenn jedoch der Scanwinkel auf 90 Grad eingestellt ist, steht die schnelle Achse parallel zu der Y-Achse des Scanners.

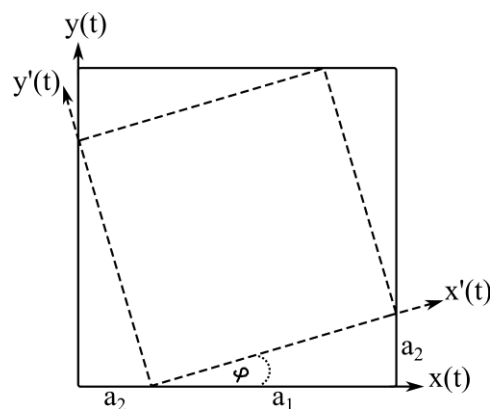


Abb. 5-38: Rotation des Scannens,  $x(t)$  und  $y(t)$  sind die Orientierungsachsen des Scanners,  $x'(t)$  und  $y'(t)$  sind die Bewegungsachsen.

Die Rotationssignale  $x'(t)$  und  $y'(t)$  werden wie folgt von den originalen Signalen (Raster-signalen)  $x(t)$  und  $y(t)$  berechnet:

$$x'(t) = a_1 \cdot (x(t) + y(t)) - y(t)$$

$$y'(t) = a_1 \cdot (x(t) - y(t)) + x(t)$$

$a_1$  kann wie folgt berechnet werden (Abb. 5-38):

$$a_1 = \frac{\cos \varphi}{\sqrt{2} \cdot \sin\left(\varphi + \frac{\pi}{4}\right)}$$

$\varphi$  ist die gewünschte Rotationswinkel.

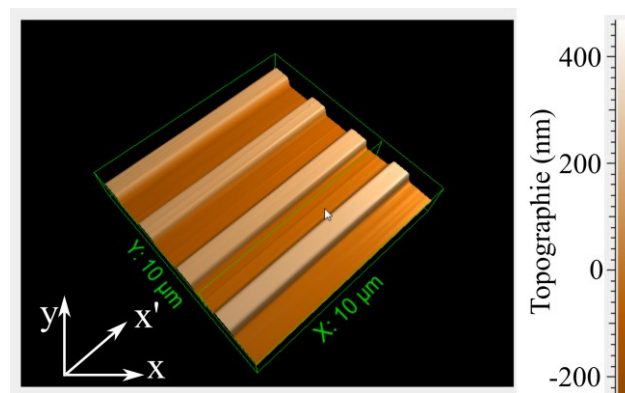


Abb. 5-39: Das AFM-Bild wurde mit der Geschwindigkeit 500 Zeilen/sec gescannt. x und y sind die Orientierungsachsen des Scanners. Die schnelle Scanrichtung ist parallel zu den gescannten Streifen ( $x'$  Achse). Die Streifen sind 200nm hoch.

Das Topographie-Bild in der Abb. 5-39 zeigt Streifen mit  $2\mu\text{m}$  Pitch und 200 nm Höhe, die mit der Geschwindigkeit 500 Zeilen/sec gescannt wurden. Der Scan-Winkel wurde eingestellt, sodass die schnelle Scannen-Richtung parallel zu den Streifen der gescannten Struktur ist, in diesem Fall ist die Scan-Geschwindigkeit unabhängig von der Periodenanzahl der gescannten Struktur.

### 5.3.5 FPGA-basierter Scan-Trajektorien-Generator

Das auf FPGA implementierte XY-Teilsystem (Abschnitte 5.1, 5.2 und 5.3) enthält nicht nur die Regelungs- und Steuerungsalgorithmen des AFM-Systems in der X- und Y-Richtung, sondern auch den Scan-Algorithmus. Der Algorithmus erfordert die Synchronisation von mehreren miteinander interagierenden Unterroutrinen, die durch *Zustandsmaschinen* und *vereinfachte boolesche Funktionen* (Karnaugh-Veitch-Diagramm Methode [131]) realisiert werden. Die höchste Stufe des Scan-Algorithmus ist der XY-Generator, der die verschiedenen synchronisierten Trajektorien-Signale für die Steuerung des Scanners in beiden Richtungen X & Y erzeugen kann. Dazu steuert dieser Algorithmus die korrekte Sammlung und Speicherung der Daten aller AFM-Bilder (Amplitude-, Phase-, Error- und Topographie-Bild) in den spezifizierten Speichern, wo sie später zur PC-Software übertragen werden müssen. Dafür werden die

folgenden Daten generiert: die aktuelle Pixel-Nummer, die aktuelle gescannte Zeile, die aktuelle X-Scan-Richtung (vorwärts/rückwärts), die aktuelle Y-Scan-Richtung (aufwärts/abwärts) und das Ende des gescannten Frames.

Die vom Algorithmus benötigten Variablen, die von der PC-Software zum FPGA geschickt werden, werden lokal in FPGA gespeichert und in ein passendes Format konvertiert.

Der Hauptteil des Generators ist ein Multi-Kanäle-DDS (fünf Kanäle). Als Phase-Auflösung werden 34 Bit ausgewählt, die Taktrate ist 25 MHz und die Bitbreite des Ausgangssignals liegt bei 16 Bits. Die Frequenzauflösung des Ausgangssignals wird wie folgt berechnet:

$$f_{min} = \frac{f_{clk}}{N \cdot 2^B} = 0.0003 \text{ Hz}$$

Mit:  $B$ : Bit-Breite des Phasenakkumulators,  $f_{clk}$ : Taktfrequenz.

## 6 Regelung/Steuerung des AFM in der vertikalen Richtung

Die Scangeschwindigkeit des AFM wird durch die Geschwindigkeit der AFM-Rückkopplungsschleife in Z-Richtung beschränkt, die eine konstante Schwingungsamplitude des Cantilevers beibehalten muss. Die schnelle Rückkopplungsschleife ermöglicht dem Cantilever, einer Oberfläche genau zu folgen. Die Grenzen für die Rückkopplungsschleife können durch alle in Z-Richtung beteiligten Komponenten (Cantilever, Z-Scanner, Z-Regelung, Amplitudendemodulator, . . .) bestimmt werden [102, 108]. Die Entwicklungen betrafen alle Z-Komponenten des AFM wie z.B.:

- Für eine schnelle Scan-Geschwindigkeit muss die Reaktionszeit des Cantilevers  $\tau = Q/\pi f_0$  sehr kurz sein. Rangelow's Gruppe [35-37] hat dafür sehr kurze Cantilever mit hohen Resonanzfrequenzen entwickelt.
- Für einen Scanner mit hoher Resonanzfrequenz wurden mehrere Prototypsysteme [42-44] mit verbesserten mechanischen Konstruktionen entwickelt.
- Verschiedene Ansätze wurden durch unterschiedliche Mittel entwickelt, um die Geschwindigkeit der Z-Achse zu erhöhen; dazu gehören die Anregung mit zwei Aktuatoren [45], Piezos im Gegentakt-Prinzip [46] und  $H_\infty$ -Regler [47].
- Mehrere Gruppen haben schnelle Schätztechniken (Amplitudendemodulation) zur Ermittlung der Schwingungsamplitude des Cantilevers entwickelt; dazu gehören die Peak-Hold-Technik [34] und der Amplitudenschätzer mit hoher Bandbreite [65].

In diesem Kapitel werden die wichtigen neuen digitalen Z-Komponenten für das schnelle AFM-System mit aktivem Cantilever entworfen, optimiert und auf FPGA implementiert. Das Blockdiagramm in der Abb. 6-1 stellt ein vereinfachtes Diagramm der Rückkopplungsschleife in der Z-Richtung des AM-AFM-Systems mit aktivem Cantilever dar (das detaillierte Diagramm wird in der **Abb. 6-24** des Abschnittes 6.2 gezeigt). Ein DDS-Generator produziert das Anregungssignal, das auf den TMA (Thermomechanischer Aktuator) des Cantilevers angelegt wird. Das Schwingungssignal des Cantilevers wird durch den integrierten piezoresistiven Sensor detektiert. Die durch einen Lock-In-Verstärker ermittelte Amplitude der Cantileverschwingung wird als Rückführungssignal der Z-Rückkopplungsschleife verwendet. Um den Abstand zwischen der Spitze des Cantilevers und der Probe während des Scannens in den lateralen Richtungen (X & Y) zu regulieren, muss ein Regelkreis (Z-Abstand-Regler) in der vertikalen (Z) Richtung verwendet werden. Der Regelkreis reagiert auf das Fehler-Signal (den Unterschied zwischen der ermittelten Schwingungsamplitude des Cantilevers und dem vorher definierten Amplitudensollwert) und liefert ein Positionierungssignal, das den Scanner in der Z-Richtung und damit der Cantilever-Basis nach oben oder unten bewegen kann, um das Fehlersignal zu minimieren und die Schwingungsamplitude des Cantilevers auf dem Sollwert zu halten. Dafür wird der Z-Scanner-Regler verwendet. Durch das Invertieren und die Skalierung des Z-Positionierungssignals erhält man das Topographie-Signal.

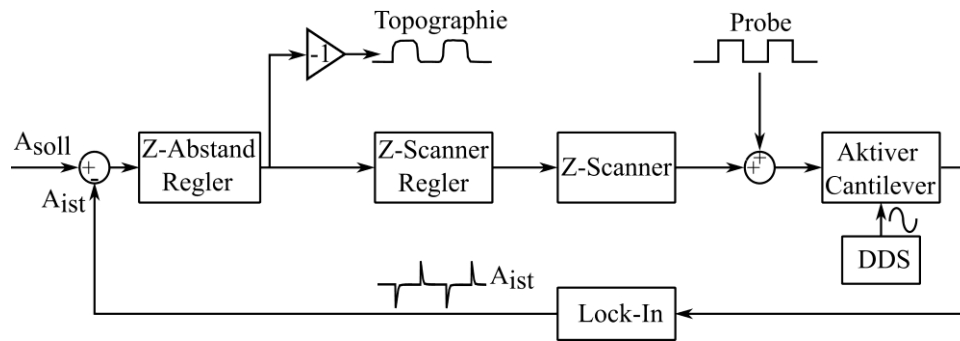


Abb. 6-1: Die vereinfachte Rückkopplungsschleife in der Z-Richtung des AM-AFM-Systems mit aktivem Cantilever.

Die schnelle Z-Rückkopplungsschleife ermöglicht dem Cantilever, einer Oberfläche genau und schnell zu folgen. Wenn die Bandbreite der Z-Regelschleife niedrig ist, wird diese Schleife beim schnellen Scannen instabil, was zu Schwingungen im AFM-Bild führt.

Die Grenzen für die Rückkopplungsschleife können durch alle in Z-Richtung beteiligten Komponenten entstehen (Lock-In, Z-Regler, Filterung, ...). Die Zeitverzögerungen der digitalen Komponenten werden in dieser Arbeit durch optimale Realisierung auf FPGA minimiert (die Bandbreite des neuen Lock-Ins ist 10 MHz (Messbereich: 1.9 Hz bis 10 MHz), die Verzögerungszeit des Lock-Ins ist 1  $\mu$ sec, und die erreichbare Bandbreite des Z-Reglers ist 10 MHz). Für solche optimale Realisierung auf FPGA muss ein Kompromiss zwischen der erreichbaren Abtastrate und den benötigten Wortlängen gefunden werden.

## 6.1 Schneller Lock-In für den dynamischen Modus der Rasterkraftmikroskopie

Verschiedene Techniken wurden entwickelt, um die Schwingungsamplitude (und Phase) des Cantilevers zu ermitteln. Die einfachste Methode der Amplituden Ermittlung ist die RMS-DC-Umwandlung [63] (RMS: Root Mean Square). Dieser Wandler kann die genaue Schwingungsamplitude des Cantilevers nicht bestimmen, wenn andere Frequenzkomponenten (z.B. die höheren Harmonischen) in dem Schwingungssignal vorhanden sind.

Die Peak-Hold-Technik wurde von Ando [34] entwickelt. Die Ermittlungszeit dieser Methode ist eine Periode der Cantilever-Schwingung. Aber diese Technik ist anfälliger für Rauschen, da es nur zwei Messungen pro Zyklus gibt. Außerdem führt das Vorhandensein von höheren Harmonischen zu fehlerhaften Amplitudenschätzungen und kompliziert die Synchronisation der „Abtast- und Halteschaltung“.

Die Fourier-Methode [64] beinhaltet die direkte Berechnung der Fourier-Reihenoeffizienten in einem Zyklus. Das erfordert genaue Synchronisation und Integration über eine ganze Periodenanzahl der Schwingung.

Eine Amplitudenschätzungstechnik mit hoher Bandbreite wurde von Moheimani [65] entwickelt. Diese Technik kann die Phase der Cantilever-Schwingung nicht ermitteln. Außerdem ist sie nicht optimal für den aktiven Cantilever (siehe Abschnitt 6.1.5).



Der Lock-In-Verstärker [66] wurde nicht nur in der Kommunikationstechnik, sondern auch in AFM-Systemen verwendet. Der Vorteil des Lock-Ins besteht darin, dass er die Amplitude und Phase der Schwingung ermitteln kann. Der Nachteil des Lock-Ins ist die begrenzte Bandbreite durch seinen Tiefpassfilter, der die Komponente  $2\omega$  unterdrücken muss (siehe Abschnitt 6.1.3).

In den folgenden Abschnitten wird eine neue Struktur des digitalen Lock-In entwickelt, der die Amplitude und Phase des oszillierenden Cantilevers sehr schnell ermitteln kann. Die Erfassungszeit der Amplitude/Phase ist  $\tau \approx 1/f_0$ , wobei  $f_0$  die Resonanzfrequenz des Cantilevers ist.

### 6.1.1 Das Arbeitsprinzip des Lock-In-Verstärkers

In AM-AFM arbeitet der Lock-In-Verstärker als Amplitudendemodulator für die Extraktion eines Nutzsignals von einer bekannten Trägerfrequenz, wobei das Nutzsignal sehr schwach und/oder stark verrauscht sein kann. Die Trägerfrequenz bei AM-AFM ist die Anregungsfrequenz des Cantilevers. Das Nutzsignal ist die Amplitudenänderung der Cantileversschwingung. Diese Änderung ist von der Topographie der gescannten (gerasterten) Oberfläche abhängig. Das Lock-In kann sowohl die Amplitude als auch die Phase des Nutzsignals detektieren.

Wir nehmen an, dass der Cantilever mit einem harmonischen sinusförmigen Signal  $v_c$  schwingt:

$$v_c = A \cdot \sin(\omega t + \varphi) \quad (6-1)$$

Dabei sind  $A$ ,  $\omega$  und  $\varphi$  jeweils die Amplitude, Frequenz und Phase der der Cantilever-Schwingung.

Die Referenz-Signale des Lock-Ins  $v_{ref1}$  und  $v_{ref2}$  :

$$\begin{aligned} v_{ref1} &= \sin(\omega t) \\ v_{ref2} &= \cos(\omega t) \end{aligned} \quad (6-2)$$

Die Frequenz der Referenz-Signale muss identisch mit der Frequenz der Cantilever-Schwingung.

Das Cantileverssignal wird auf zwei Kanäle (1, 2) geteilt. Im ersten Kanal wird dieses Signal direkt mit dem Referenzsignal  $v_{ref1}$  multipliziert, im zweiten mit dem Referenzsignal  $v_{ref2}$  :

$$v_1(t) = v_c \cdot v_{ref1} = \frac{A}{2} \cdot \cos(\varphi) - \frac{A}{2} \cdot \cos(2\omega t + \varphi) \quad (6-3)$$

$$v_2(t) = v_c \cdot v_{ref2} = \frac{A}{2} \cdot \sin(\varphi) + \frac{A}{2} \cdot \sin(2\omega t + \varphi) \quad (6-4)$$

Wie die Gleichungen (6-3) und (6-4) zeigen, wird die Hälfte der Leistung der Frequenzkomponenten des Signals  $v_c$  zu DC verschoben und die andere Hälfte wird zu  $2\omega$  verschoben.

Um die Harmonischen  $\sin(2\omega t)$  und  $\cos(2\omega t)$  zu unterdrücken, wird ein Tiefpass Filter mit der Grenzfrequenz  $\omega_g = 2\pi f_g$  in jedem Kanal eingefügt. Anschließend werden an den Ausgängen der Filter nur die Signale in der Nähe von DC (Gleichspannung) erhalten bleiben. Diese werden als die In-Phase  $V_I$  und Quadratur  $V_Q$  Komponente bezeichnet:

$$V_I = \frac{A}{2} \cdot \cos(\varphi) \quad (6-5)$$

$$V_Q = \frac{A}{2} \cdot \sin(\varphi) \quad (6-6)$$

Durch die mathematische Berechnung kann sowohl die Signalamplitude als auch die relative Phase wie folgt ermittelt werden:

$$A = 2 \cdot \sqrt{(V_I)^2 + (V_Q)^2} \quad (6-7)$$

$$\varphi = \arctan\left(\frac{V_Q}{V_I}\right) \quad (6-8)$$

Die Operation des Standard Lock-In-Verstärkers in der Frequenzdomäne wird in der Abb. 6-2 gezeigt, wobei  $\omega = \omega_0$  die Resonanzfrequenz des Cantilevers ist. Die Grenzfrequenz des Filters  $\omega_g$  ist ca. 10-mal kleiner als  $\omega_0$ .

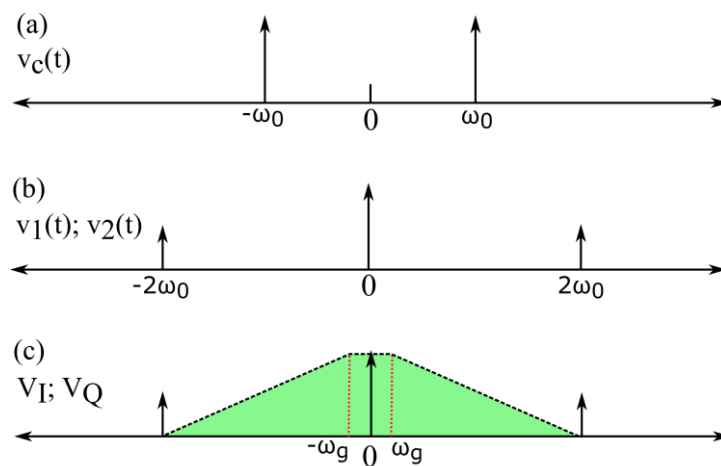


Abb. 6-2: Die Operation des Standard-Lock-In-Verstärkers in der Frequenzdomäne ( $\omega = \omega_0$ ); (a): Vor dem Mischer (Multiplizierer), (b): nach dem Mischer, (c): nach dem Tiefpassfilter.

Die **Abb. 6-3** zeigt ein Diagramm zur Verdeutlichung der Arbeitsweise des Lock-In Verstärkers.

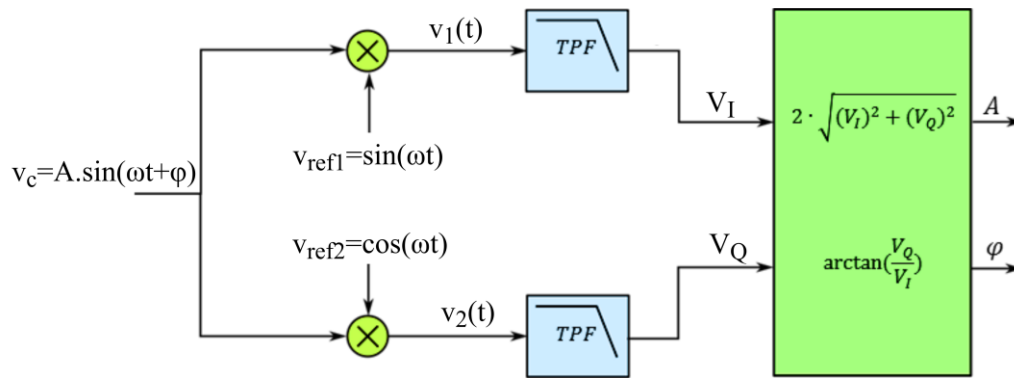


Abb. 6-3: Das Blockdiagramm des Standard-Lock-In-Verstärkers.

Der Vorteil eines solchen Lock-In ist, dass die Amplitude unabhängig von der Phasenverschiebung  $\varphi$  ist, d.h. die Phasenschwankung zwischen Eingangssignal und Referenzsignal hat keinen Effekt auf die ermittelte Amplitude.

Der Nachteil des Lock-Ins ist die begrenzte Bandbreite durch seinen Tiefpassfilter. Das Lock-In hat eine Bandpassfilterwirkung. Die Mittelfrequenz dieses Bandpassfilters ist die Arbeitsfrequenz des Cantilevers (oder die Frequenz der Referenzsignale), und seine Bandbreite ist das Doppelte der Grenzfrequenz des Tiefpassfilters.

### 6.1.2 Charakterisierung des Lock-Ins

Zur Charakterisierung des Lock-Ins wird ein Sinussignal mit einer festen Frequenz von z.B. 100 KHz als Messsignal verwendet. Dieses Signal kann durch einen externen Generator generiert werden (Abb. 6-4). Durch einen Frequenz-Sweep im Bereich von 50 KHz bis 150 KHz wird die Frequenz der Lock-In-Referenzen geändert und die Amplitude am Ausgang erfasst.

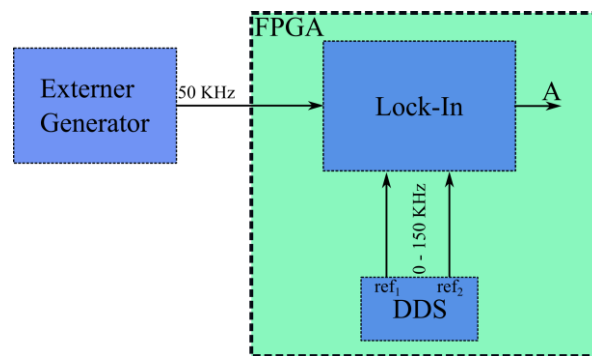


Abb. 6-4: Charakterisierung des Lock-Ins.

Die Abb. 6-5 zeigt das Verhalten des Lock-Ins als Bandpass für fünf verschiedene Zeitkonstanten. Die Zeitkonstante  $t$  kann von der Grenzfrequenz  $f_g$  des Lock-Ins bestimmt werden:

$$t = \frac{1}{2\pi f_g}$$

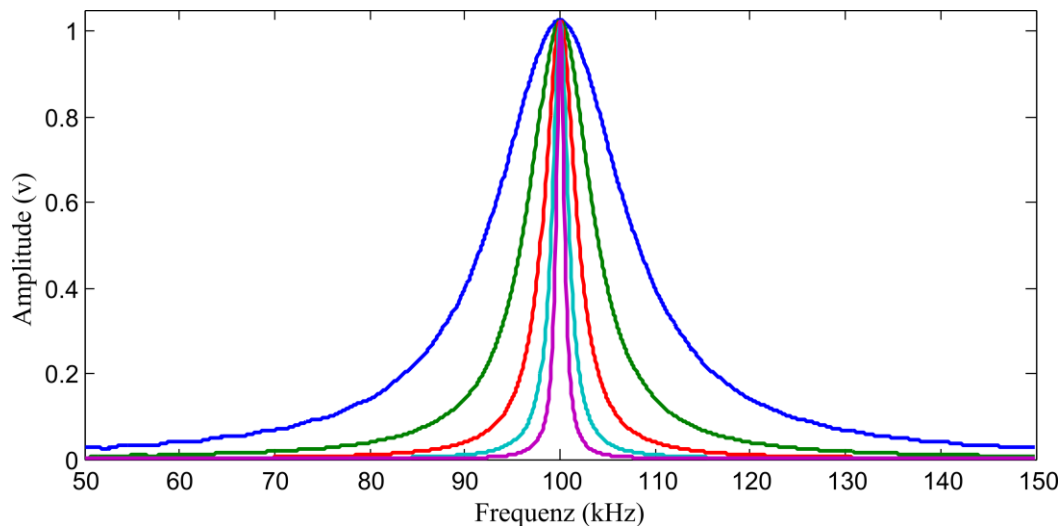


Abb. 6-5: Charakterisierung des Lock-Ins mit verschiedenen Zeitkonstanten.

### 6.1.3 Geschwindigkeit des Lock-Ins

Die Geschwindigkeit des Lock-Ins wird durch die Grenzfrequenz (Zeitkonstante) seines Tiefpassfilters bestimmt. Wir müssen zwei Sachen bei der Entscheidung hinsichtlich der Zeitkonstante des Tiefpassfilters berücksichtigen: das Rauschen und die Harmonische bei  $2\omega$ .

Die kleine Grenzfrequenz (die große Zeitkonstante) verursacht eine Verringerung des Rauschens an den Lock-In-Ausgängen und somit eine Verbesserung des SNR. Gleichzeitig führt das zur Erhöhung der Detektionszeit.

Im AM-AFM-Mode kann man davon ausgehen, dass die Cantileverschwingung groß genug ist, die höheren Harmonischen, die durch nichtlineare Wechselwirkung zwischen Spitze und Oberfläche entstehen können, unwesentlich sind und das Messsignal durch die Grund-Schwingung des Cantilevers  $\omega$  und die Harmonischen  $2\omega$  dominiert wird.

Die nützliche Komponente dc und die nutzlose Harmonische bei  $2\omega$  haben die gleiche Leistung (Abb. 6-2). Um diese Harmonische unterdrücken zu können, muss die Grenzfrequenz dieses Filters ungefähr 10- bis 20-mal kleiner als  $2\omega$  sein. Mit anderen Worten: das Lock-In benötigt 5 bis 10 Perioden vom Messsignal (Cantileverschwingung), um die Amplitude/Phase zu detektieren. Daher ist die Bandbreite des Lock-Ins durch seinen Tiefpassfilter begrenzt.

Diese begrenzte Bandbreite führt zu einer zusätzlichen Zeitverzögerung im AFM-System, so dass solche Lock-Ins für Hochgeschwindigkeits-AFM ungeeignet sind.

Simulationen wurden in MATLAB/Simulink durchgeführt, um das Verhalten des Lock-Ins im Zeitbereich zu validieren. Das Eingangssignal des Lock-Ins ist ein amplitudenmoduliertes Signal ( $a(t) = A_c[1 + r(t)] \cdot \cos(\omega_c t + \varphi)$ ). Die Trägerfrequenz ist die Frequenz der Cantilever-Schwingung (50kHz). Das modulierende Signal (Nutzsignal) ist ein Rechteck-Signal mit einer Frequenz 2kHz. Dieses Signal simuliert die Änderungen der Oberflächentopographie einer Probe. Abb. 6-6 zeigt die Amplitude am Ausgang des Standard-Lock-Ins. Als Grenzfrequenzen

des Tiefpassfilters werden 50 kHz (a), 7 kHz und 5 kHz (b) ausgewählt. Die Grenzfrequenz muss 10-mal kleiner als  $\omega_0$  (hier kleiner als 5 kHz) sein, damit die Schwingung  $2\omega_0$  gedämpft werden kann.

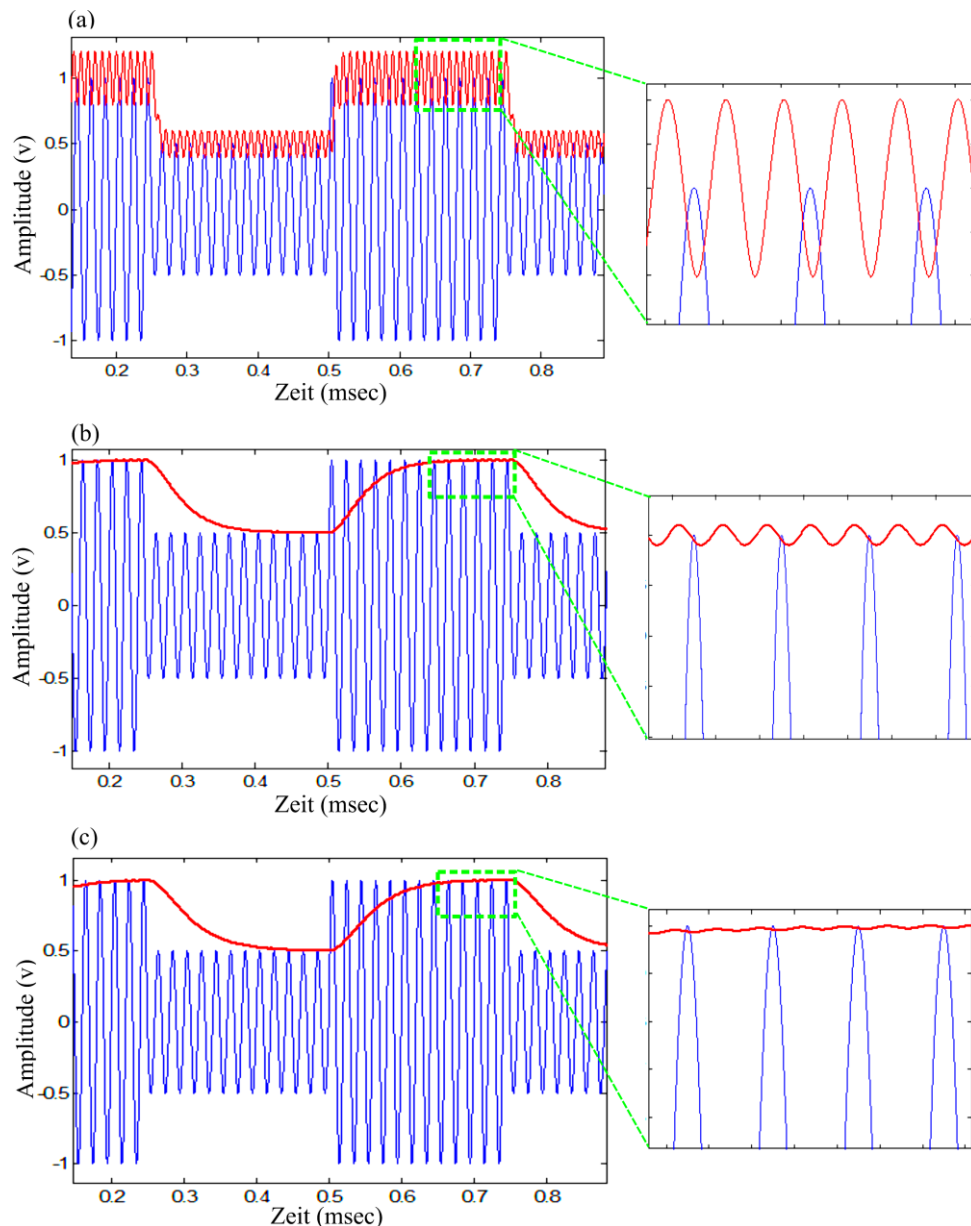


Abb. 6-6: Verhalten des Lock-Ins im Zeitbereich. Blau: das Eingangssignal des Lock-Ins. Rot: die detektierte Amplitude am Ausgang des Lock-Ins. Die Grenzfrequenz des Tiefpassfilters ist 50 kHz (a), 7 kHz (b) und 5 kHz (c).

Die Abb. 6-7 (a, c) zeigt den Effekt der Lock-In-Bandbreite auf die AFM-Bilder. In der Teil-Abb. 6-7 (a) ist ein AFM-Bild, das mit einer bestimmten Lock-In-Bandbreite  $B_{l1}$  und einer bestimmten PID-Bandbreite  $B_{r1}$  erhalten wird, wobei die geneigten Kanten deutlich sichtbar sind. In der Abb. 6-7 (b) wird die Bandbreite des Z-PID-Reglers (Vergrößerung der Regler-Verstärkung) auf  $B_{r2}$  erhöht, was eine schnellere Reaktion auf topografische Veränderungen verursacht. Jedoch treten Schwingungen infolge der Entstehung von zwei konjugierten komplexen Polen mit der Frequenz  $B_{l1}$  auf, da die PID-Bandbreite größer als die Lock-In-Bandbreite ist. In der Abb. 6-7 (c) wird die Lock-In-Bandbreite auf  $B_{l2}$  erhöht, indem die Zeitkonstante des

Lock-Ins reduziert wird. Die PID-Bandbreite bleibt wie früher  $B_{r2}$ . Wie die Profile in der Abb. 6-7 (d) zeigen, sind die Kanten im Bild (c) schärfer als die Kanten im Bild (a), da mit dem Bild (c) ein schneller Lock-In verwendet wurde ( $B_{l2} > B_{l1}$ ).

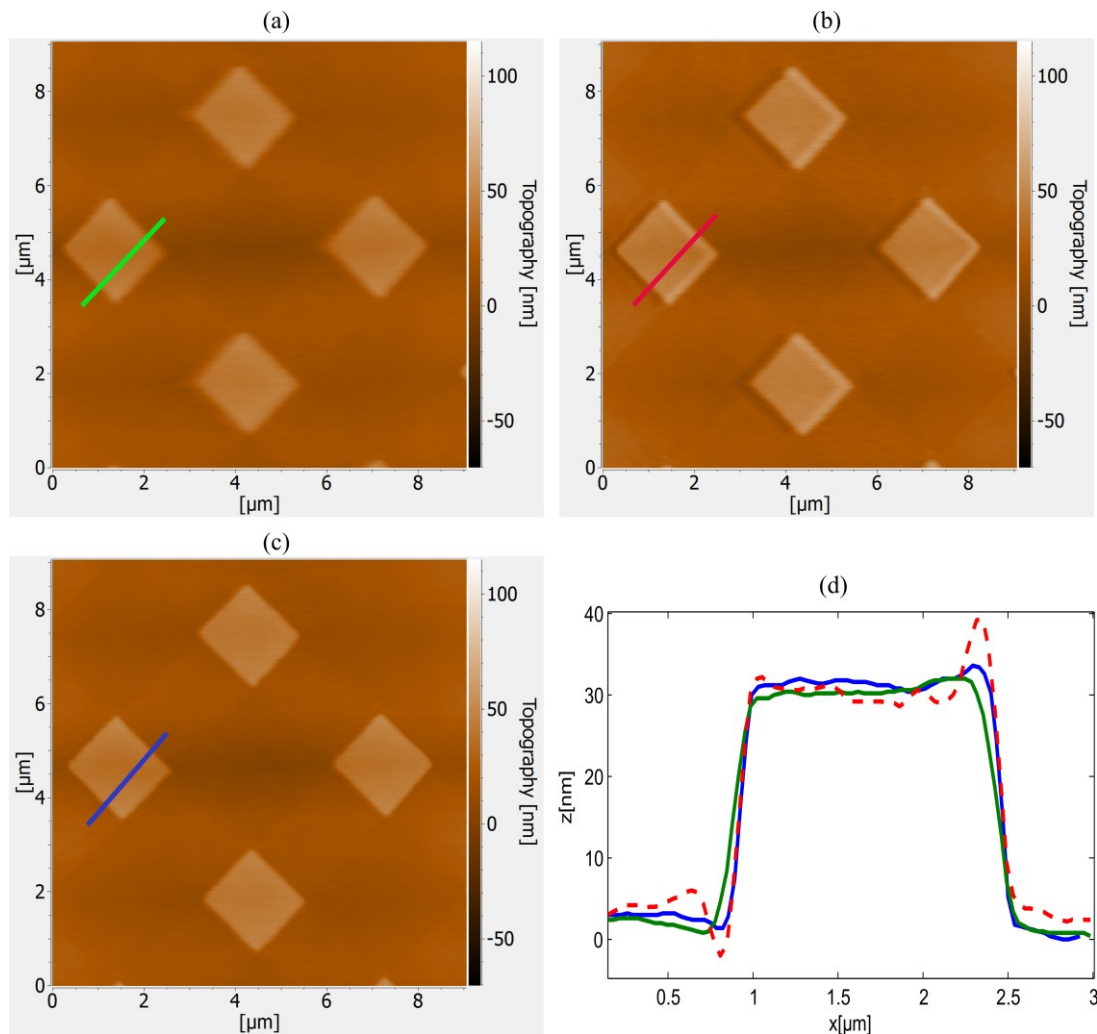


Abb. 6-7: Topographie-Bild einer Kalibrierungsprobe, (a): das Bild wurde mit einer niedrigen Bandbreite des Lock-Ins gemacht, (b): die Bandbreite des PID-Reglers wurde erhöht, (c): die Bandbreite des Lock-Ins wurde erhöht, (d): die Profile der Bilder (a), (b) und (c).

#### 6.1.4 Erhöhung der Lock-In-Geschwindigkeit

Wie im letzten Abschnitt erwähnt wird, muss der Tiefpassfilter des Lock-Ins die langsame, zeitlich veränderliche Komponente aus hochfrequenten Schwingungen trennen. Dafür muss die Zeitkonstante dieses Filters ca. 10-mal größer als die Periode der Cantilever-Schwingung sein, um die Harmonische  $2\omega$  zu unterdrücken. Dadurch wird die Bandbreite des Lock-Ins begrenzt.

Um dieses Problem zu lösen, wird der Lock-In-Entwurf wie in der Abb. 6-8 modifiziert. Im neuen Entwurf wird ein Input-Shaper verwendet, um die unerwünschte Frequenz  $2\omega$  zu verwerfen.

Da die Frequenz  $2\omega$  bekannt und konstant ( $\omega$ : Die Frequenz der Cantilever-Schwingung) ist, kann ein einfacher Input-Shaper zum Unterdrücken dieser Frequenz verwendet werden. Der Shaper besteht aus zwei Impulsen. Die Impulsamplitude ist 1 und der Zeitabstand zwischen den Impulsen ist  $1/(4f)$ , wobei  $f$  die Anregungsfrequenz des Cantilevers ist.

$$g(t) = \delta(t) + \delta\left(t - \frac{1}{4 \cdot f}\right) \quad (6-9)$$

Die Signale  $v_1(t)$  (Gleichung (6-3)) und  $v_2(t)$  (Gleichung (6-4)) werden mit dem Shaper gefaltet. Die Faltungsergebnisse sind die Signale  $v'_1(t)$  und  $v'_2(t)$ :

$$\begin{aligned} v'_1(t) &= v_1(t) * g(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} v_1(t) \cdot g(t - \tau) \cdot d\tau \\ &= v_1(t) + v_1\left(t - \frac{1}{4 \cdot f}\right) \\ &= \frac{A}{2} \cdot \cos(\varphi) - \frac{A}{2} \cdot \cos(2\omega t + \varphi) + \frac{A}{2} \cdot \cos(\varphi) - \frac{A}{2} \cdot \cos\left(2\omega t - \frac{2\omega}{4f} + \varphi\right) \\ &= A \cdot \cos(\varphi) \end{aligned} \quad (6-10)$$

$$\begin{aligned} v'_2(t) &= v_2(t) * g(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} v_2(t) \cdot g(t - \tau) \cdot d\tau \\ &= A \cdot \sin(\varphi) \end{aligned} \quad (6-11)$$

Nun wird wie beim Standard-Lock-In ein Tiefpass-Filter (für Dämpfung der hohen Frequenzen) mit der Grenzfrequenz  $\omega_g = 2\pi f_g$  in jedem Kanal (In-Phase- und Quadratur-Kanal) eingefügt. Von den gefilterten Signalen  $V_I$  und  $V_Q$  kann die Phase und die Amplitude der Cantilever-Schwingung berechnet werden.

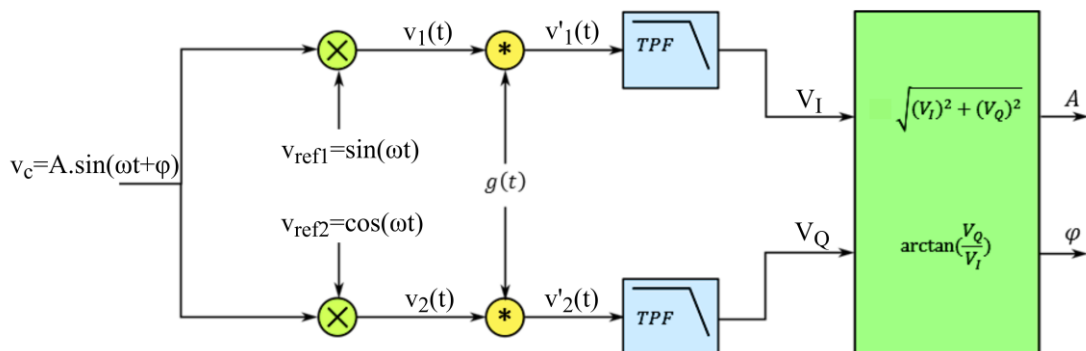


Abb. 6-8: Das Blockdiagramm des schnellen Lock-In-Verstärkers. Das Input-Shaper  $g(t)$ .

Mit dieser Methode wird der Tiefpassfilter nicht für die Dämpfung von der Harmonische  $2\omega$ , sondern für die Dämpfung der hochfrequenten Schwingungen (Rauschen) verantwortlich. Somit kann man die Grenzfrequenz des Tiefpassfilters im Bereich der Schwingungsfrequenz des Cantilevers auswählen (Abb. 6-9). Dies verbessert die Performance und erhöht die Geschwindigkeit des Lock-Ins.

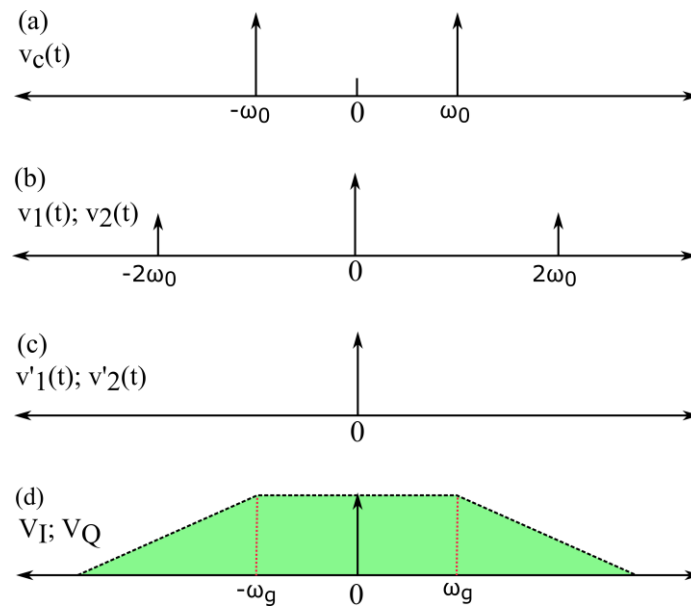


Abb. 6-9: Die Operation des schnellen Lock-In-Verstärkers in der Frequenzdomäne ( $\omega = \omega_0$ ); (a): vor dem Mischer (Multiplizierer), (b): nach dem Mischer, (c) nach dem Shaper, (d): nach dem Tiefpassfilter. Die Grenzfrequenz des Filters  $\omega_g$  kann bis  $\omega_0$  erhöht werden.

Simulationen wurden in MATLAB/Simulink durchgeführt, um das modifizierte Lock-In im Zeitbereich zu validieren. Das Eingangssignal des Lock-Ins ist ein amplitudenmoduliertes Signal (100 % Modulation). Die Trägerfrequenz ist die Frequenz der Cantilever-Schwingung (50 kHz). Das modulierende Signal (Nutzsignal) ist ein Rechteck-Signal mit einer Frequenz von 2 kHz. Dieses Signal simuliert die Änderungen der Oberflächentopographie eines Samples. Die Abb. 6-10 zeigt die Amplitude am Ausgang des Standard-Lock-In und modifizierten Lock-In. Als Grenzfrequenz des Tiefpassfilters wird für beide Lock-in 4 kHz ausgewählt. Die beiden Lock-In zeigen die gleiche Performance. Die Detektion in diesem Fall dauert ca. 12 Perioden von der Trägerschwingung ( $\frac{f_0}{f_g} = \frac{50}{4} = 12$ ).



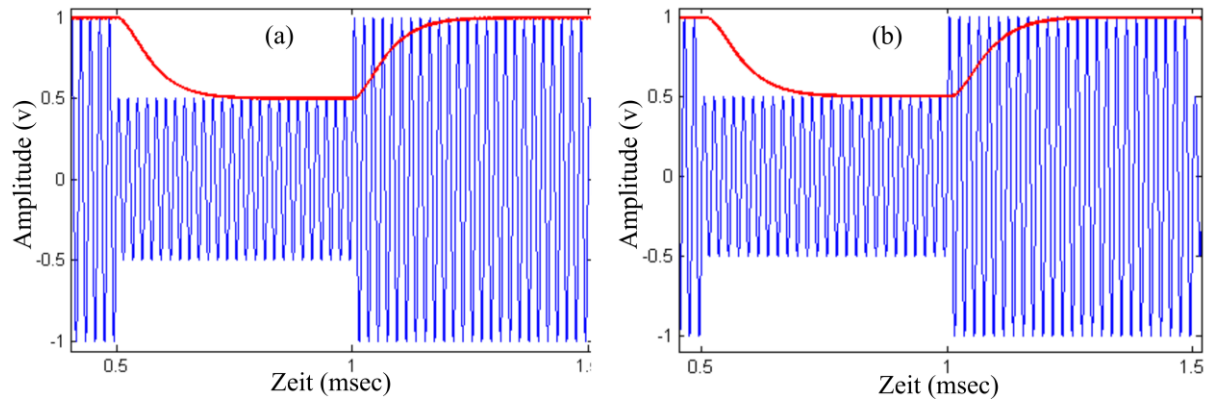


Abb. 6-10: Verhalten des Standard-Lock-In (a) und schnellen Lock-In (b) im Zeitbereich. Blau: Das Eingangssignal des Lock-Ins. Rot: Die detektierte Amplitude am Ausgang des Lock-Ins. Die Grenzfrequenz des Tiefpassfilters beträgt 4 kHz (a). Die beiden Lock-In zeigen die gleiche Performance.

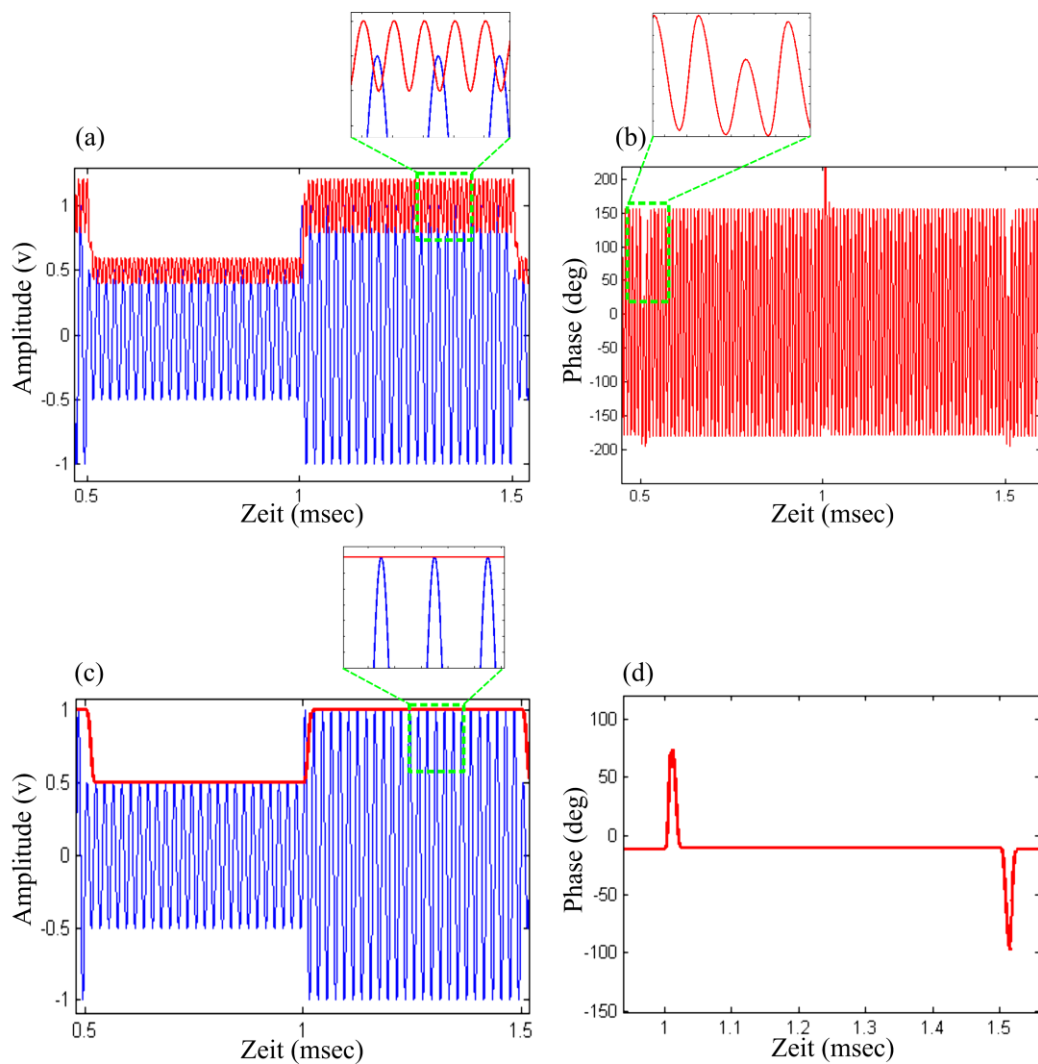


Abb. 6-11: Verhalten des Standard-Lock-In (a,b) und schnellen Lock-In (c,d) im Zeitbereich. Blau: das Eingangssignal des Lock-Ins. Rot: die detektierte Amplitude (a,c) und Phase (b,d) am Ausgang des Lock-Ins. Die Grenzfrequenz des Tiefpassfilters beträgt 50 kHz (a,b).

Die Abb. 6-11 zeigt die Amplitude und Phase am Ausgang des Standard-Lock-Ins und schnellen Lock-Ins. Als Grenzfrequenz des Tiefpassfilters wird für beide Lock-in 50 kHz ausgewählt. In

diesem Fall ist nur das modifizierte Lock-in in der Lage, die  $2\omega$  Schwingung zu dämpfen. Die Amplitude/Phase Detektion in diesem Fall dauert nur eine Periode der Trägerschwingung ( $\frac{1}{f_0}$ ).

### 6.1.5 Demodulation des Signals vom aktiven Cantilever mittels des Lock-Ins

Im Folgenden wird erklärt, wie das Standard-Lock-In sich bei der Ermittlung der Schwingungsamplitude vom aktiven Cantilever verhält.

Die angelegte Spannung  $v_h$  auf dem TMA (Thermomechanischer-Aktuator) des Cantilevers wird wie folgt beschrieben:

$$v_h(t) = V_{dc} + V_{ac} \cdot \sin(\omega_0 t) \quad (6-12)$$

Dabei ist  $V_{dc}$  die DC-Komponente und  $V_{ac}$  die AC-Komponente.

Die Leistung ist quadratisch mit der angelegten elektrischen Spannung [78]:

$$p_h(t) = \frac{v_h(t)^2}{R_h} = \frac{1}{R_h} \cdot \left[ 2 \cdot V_{dc} \cdot V_{ac} \cdot \sin(\omega_0 t) - \frac{V_{ac}^2}{2} \cdot \cos(2 \cdot \omega_0 t) + (V_{dc}^2 + \frac{V_{ac}^2}{2}) \right] \quad (6-13)$$

$R_h$  ist der Widerstand des TMA.

Die Schwingung des Cantilevers verhält sich linear mit dieser Leistung; somit verhält sich die Spannung des piezoresistiven Sensors auch linear [168]:

$$v_s(t) = \frac{1}{R_h} \cdot \left[ K_d \cdot 2 \cdot V_{dc} \cdot V_{ac} \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_1) - K_d \cdot \frac{V_{ac}^2}{2} \cdot \cos(2 \cdot \omega_0 t + \varphi_2) + K_s \cdot (V_{dc}^2 + \frac{V_{ac}^2}{2}) \right] \quad (6-14)$$

Die Konstanten  $K_s$  und  $K_d$  sind die statischen und dynamischen Umwandlungsfaktoren für den folgenden Pfad:

Leistung auf dem TMA → mechanische Cantileversschwingung → elektrische Spannung des piezoresistiven Sensors.

Die Gleichung (6-14) kann wie folgt formuliert werden:

$$v_s(t) = A_1 \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_1) - A_2 \cdot \cos(2 \cdot \omega_0 t + \varphi_2) + A_{dc} \quad (6-15)$$

Wobei:  $A_1 = \frac{1}{R_h} \cdot K_d \cdot 2 \cdot V_{dc} \cdot V_{ac}$ ;

$$A_2 = \frac{1}{R_h} \cdot K_d \cdot \frac{V_{ac}^2}{2} ;$$

$$A_{dc} = \frac{1}{R_h} \cdot K_s \cdot (V_{dc}^2 + \frac{V_{ac}^2}{2}).$$

Die DC-Komponente der Gleichung (6-15) wird durch einen Hochpassfilter entfernt:

$$v_c(t) = A_1 \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_1) - A_2 \cdot \cos(2 \cdot \omega_0 t + \varphi_2) \quad (6-16)$$

Dieses Signal wird am Eingang des Lock-Ins aufgetragen. Wie im Abschnitt 6.1.1 und Abschnitt 6.1.4 erwähnt wurde, wird das Signal  $v_c(t)$  auf zwei Kanäle (1,2) geteilt und mit den Referenzsignalen  $v_{ref1}$  und  $v_{ref2}$  multipliziert:

$$v_1(t) = v_c(t) \cdot v_{ref1} = v_c(t) \cdot \sin(\omega_0 t)$$

$$v_1(t) = \frac{A_1}{2} [\cos(\varphi_1) - \cos(2\omega_0 t + \varphi_1)] + \frac{A_2}{2} [\sin(\omega_0 t + \varphi_2) - \sin(3\omega_0 t + \varphi_2)] \quad (6-17)$$

$$v_2(t) = v_c(t) \cdot v_{ref2} = v_c(t) \cdot \cos(\omega_0 t)$$

$$v_2(t) = \frac{A_1}{2} [\sin(\varphi_1) + \sin(2\omega_0 t + \varphi_1)] + \frac{A_2}{2} [-\cos(\omega_0 t + \varphi_2) + \cos(3\omega_0 t + \varphi_2)] \quad (6-18)$$

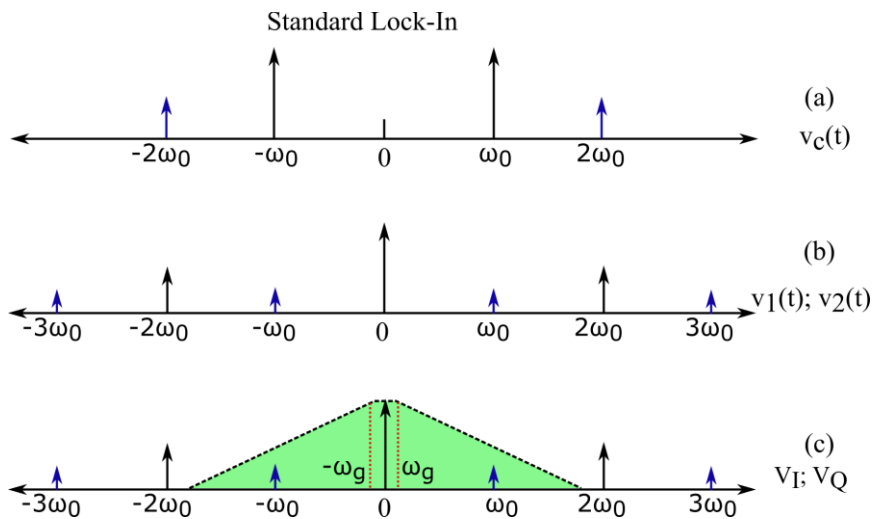


Abb. 6-12: Die Operation des Standard-Lock-In-Verstärkers in der Frequenzdomäne ( $\omega = \omega_0$ ) beim Detektieren der Auslenkung des selbst aktuierten Cantilevers; (a): Vor dem Mischer, (b): nach dem Mischer, (c): nach dem Tiefpassfilter.

Die letzten zwei Gleichungen (6-17) und (6-18) zeigen drei nutzlosen Schwingungen  $\omega_0$ ,  $2\omega_0$ , und  $3\omega_0$  bei den I- und Q-Pfaden des Lock-Ins (Abb. 6-12). Diese Schwingungen verhindern die Geschwindigkeitserhöhung des Lock-Ins, da die Grenzfrequenz des Tiefpassfilters reduziert

werden muss, um diese Schwingungen zu unterdrücken. Im nächsten Abschnitt 6.1.6 wird erläutert, wie diese nutzlosen Schwingungen unterdrückt werden können.

### 6.1.6 Schneller Lock-In für den aktiven Cantilever

Wie im letzten Abschnitt erklärt wurde, die nutzlosen Harmonischen bei  $\omega_0$ ,  $2\omega_0$  und  $3\omega_0$  entstehen wegen der Multiplikation des Signal am Eingang des Lock-Ins (das Signal des Piezoresistiven Sensors) mit den Referenzsignalen  $v_{ref1}$  und  $v_{ref2}$ . Da die Frequenz  $\omega_0 = 2\pi f_0$  bekannt ( $f_0$ : Die Resonanzfrequenz des Cantilevers) ist, kann die Input-Shaper-Methode zum Unterdrücken dieser nutzlosen Schwingungen verwendet werden. Dafür werden zwei Shaper  $g_1(t)$  und  $g(t)$  gebraucht, der erste Shaper  $g_1(t)$  unterdrückt die Schwingungen  $\omega_0$  und  $3\omega_0$ , und der zweite Shaper  $g(t)$  (wie im Abschnitt 6.1.4 erklärt wurde) unterdrückt die Schwingung  $2\omega_0$ .

Der Shaper  $g_1(t)$  besteht aus zwei Impulsen. Die Impulsamplitude ist 1 und der Zeitabstand zwischen den Impulsen ist  $1/2f_0$ :

$$g_1(t) = \delta(t) + \delta\left(t - \frac{1}{2 \cdot f_0}\right) \quad (6-19)$$

Die Ausgangssignale der Lock-In- Multiplizierer  $v_1(t)$  und  $v_2(t)$  werden mit dem Shaper  $g_1(t)$  gefaltet: Die folgenden Gleichungen beschreiben die Ausgangssignale der Multiplizierer  $v_1(t)$  und  $v_2(t)$  (Gl. (6-17) und Gl. (6-18) im Abschnitt 6.1.5):

$$\begin{aligned} v_1(t) = \frac{A_1}{2} [\cos(\varphi_1) - \cos(2\omega_0 t + \varphi_1)] \\ + \frac{A_2}{2} [\sin(\omega_0 t + \varphi_2) - \sin(3\omega_0 t + \varphi_2)] \end{aligned} \quad (6-20)$$

$$\begin{aligned} v_2(t) = \frac{A_1}{2} [\sin(\varphi_1) + \sin(2\omega_0 t + \varphi_1)] \\ - \frac{A_2}{2} [\cos(\omega_0 t + \varphi_2) - \cos(3\omega_0 t + \varphi_2)] \end{aligned} \quad (6-21)$$

Nach der Faltung dieser Signale mit dem Shaper  $g_1(t)$  bekommen wir:

$$\begin{aligned} v'_1(t) = v_1(t) * g_1(t) &= \int_{-\infty}^{+\infty} v_1(t) \cdot g_1(t - \tau) \cdot d\tau = v_1(t) + v_1\left(t - \frac{1}{2 \cdot f_0}\right) \\ v'_1(t) &= A_1 [\cos(\varphi_1) - \cos(2\omega_0 t + \varphi_1)] \end{aligned} \quad (6-22)$$

$$v'_2(t) = v_2(t) * g_1(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} v_2(t) \cdot g_1(t - \tau) \cdot d\tau = v_2(t) + v_2\left(t - \frac{1}{4 \cdot f_0}\right) \quad (6-23)$$

$$v'_2(t) = A_1[\sin(\varphi_1) + \sin(2\omega_0 t + \varphi_1)]$$

Der Shaper  $g(t) = \delta(t) + \delta\left(t - \frac{1}{4 \cdot f_0}\right)$  muss nach dem Shaper  $g_1(t)$  eingefügt werden (wie im Abschnitt 6.1.4 erklärt wurde, wird  $g(t)$  für das Unterdrücken der Harmonischen  $2\omega_0$  verwendet). Die Ausgangssignale  $v'_1(t)$  und  $v'_2(t)$  des Shapers  $g_1(t)$  werden mit dem Shaper  $g(t)$  gefaltet:

$$v''_1(t) = v'_1(t) * g(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} v'_1(t) \cdot g(t - \tau) \cdot d\tau = v'_1(t) + v_1\left(t - \frac{1}{4 \cdot f_0}\right) \quad (6-24)$$

$$v''_1(t) = 2A_1 \cos(\varphi_1)$$

$$v''_2(t) = v'_2(t) * g(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} v'_2(t) \cdot g(t - \tau) \cdot d\tau = v'_2(t) + v_2\left(t - \frac{1}{4 \cdot f_0}\right) \quad (6-25)$$

$$v''_2(t) = 2A_1 \sin(\varphi_1)$$

Von den letzten Gleichungen können die Amplitude und Phase wie beim Standard-Lock-In berechnet werden. Die Abb. 6-13 zeigt das Diagramm des neuen Lock-Ins.

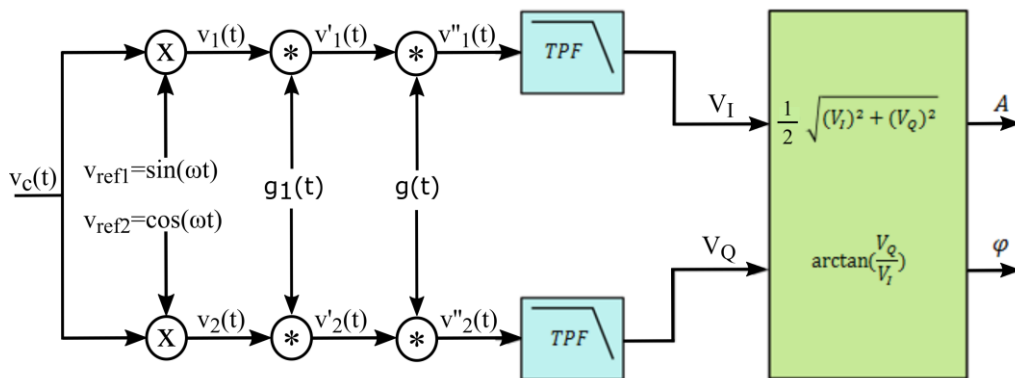


Abb. 6-13: Das Blockdiagramm des schnellen Lock-In-Verstärkers mit zwei „Input-Shapers“  $g(t)$  und  $g_1(t)$ .

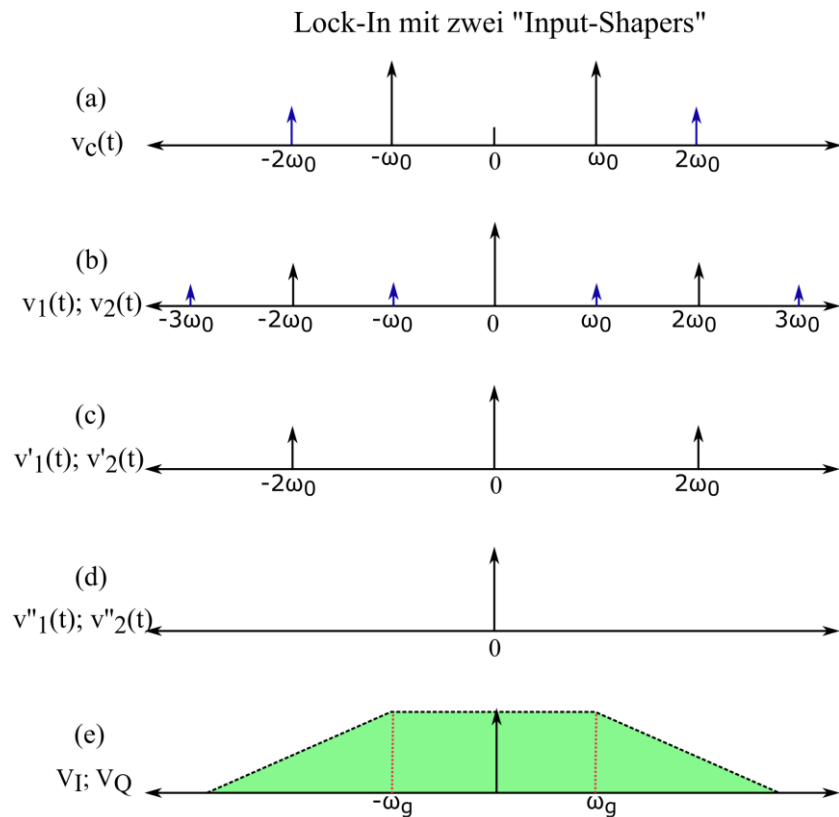


Abb. 6-14: Die Operation des schnellen Lock-In-Verstärkers mit zwei „Input-Shapers in der Frequenzdomäne ( $\omega = \omega_0$ ) . Die Grenzfrequenz des Filters  $\omega_g$  kann bis  $\omega_0$  erhöht werden.

### 6.1.7 Validierung des schnellen Lock-Ins:

Zur Validierung des Lock-Ins wird ein Frequenz-Sweep im Bereich von 28 KHz bis 38 KHz für einen aktiven Cantilever durchgeführt. Die Abb. 6-15 zeigt den erfassten Amplitudengang des Cantilevers durch die Verwendung des Standard-Lock-In und des schnellen Lock-In mit verschiedenen Grenzfrequenzen des Lock-In-Filters. Wenn die Grenzfrequenz des Lock-In-Filters 4 kHz ist, zeigen die beiden Lock-Ins die gleiche Performance. Nur der mit dem Standard-Lock-In gemessene Amplitudengang wird bei der Erhöhung der Grenzfrequenz mehr ver-rauscht, während das schnelle Lock-In in der Lage bleibt, den Amplitudengang des Cantilevers zu erfassen, selbst wenn die Grenzfrequenz des Lock-Ins einer Periode der Cantileverschwin-gung entspricht.

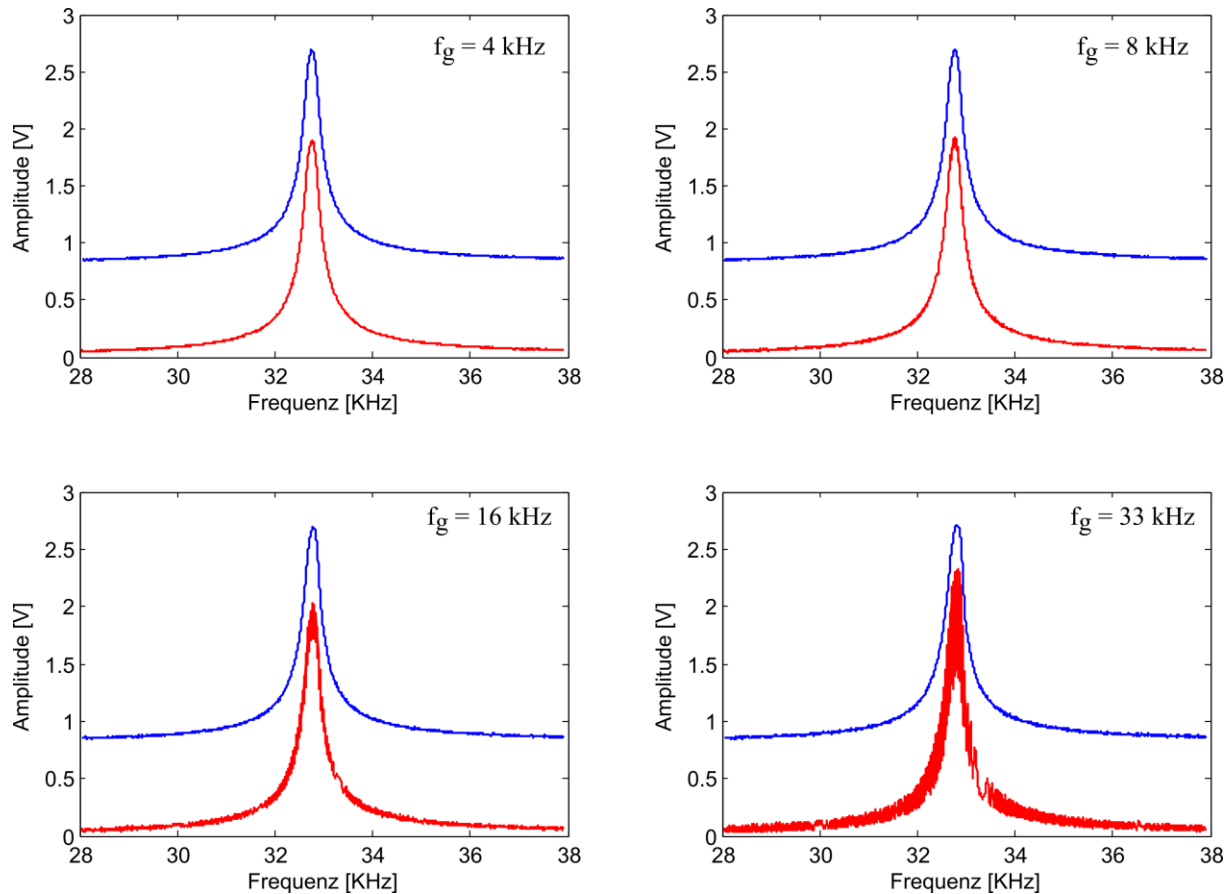


Abb. 6-15: Der gemessene Amplitudengang des Cantilevers mittels des Standard- (rot) und schnellen-Lock-Ins (blau) für verschiedene Grenzfrequenzen des Lock-In-Filters  $f_g$ . (Für eine deutliche Anzeige wurden die blauen Kurven in den vertikalen Achsen verschoben).

Die Abb. 6-16 zeigt die durch den schnellen Lock-In erfasste Amplitude. Der Cantilever wird mit seiner Resonanzfrequenz (33 KHz) angeregt und die Grenzfrequenz des Lock-In-Filters wird auf 33 KHz eingestellt (das Detektieren dauert nur für eine Periode der Cantilever-Schwingung). Bei der Teil-Messung (a) sind die beiden „Input-Shaper“ deaktiviert. Das bedeutet, dass der Lock-In als Standard-Lock-In arbeitet.

Bei der Teil-Messung (b) ist nur der „Input-Shaper“  $g(t)$  aktiv. Dieser Shaper dämpft die Komponente  $2\omega_0$ , die nach dem Lock-In-Mischer entsteht.

Bei der Teil-Messung (c) werden die beiden „Input-Shaper“  $g(t)$  und  $g_1(t)$  aktiviert. Wie vorher erwähnt wurde und wie die Messung zeigt, ist die Komponente  $(2\omega_0)$  nach dem Mischer signifikanter als die Komponente  $(2\omega_0)$  am Eingangssignal des Lock-Ins. Das verbleibende Rauschen in der Teil-Messung (c) kann durch Reduzierung der Grenzfrequenz des Lock-In-Filters  $f_g$  ( $\omega_g = 2\pi f_g$ ) verringert werden (auf Kosten der Geschwindigkeit des Lock-Ins).

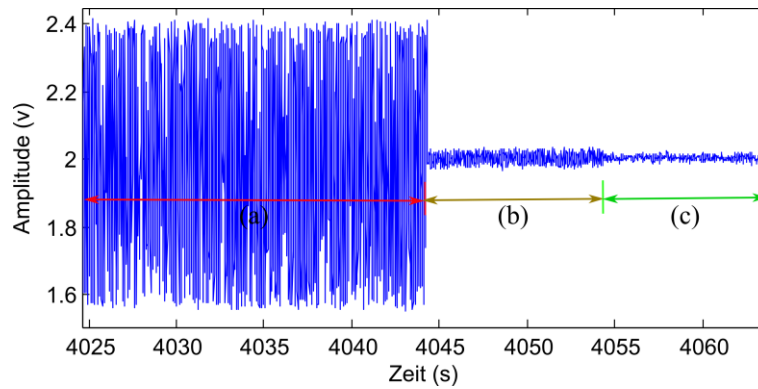


Abb. 6-16: Ermittlung der Schwingungsamplitude des Cantilevers, (a):  $\mathbf{g(t)}$  und  $\mathbf{g_1(t)}$  sind deaktiviert, (b): nur  $\mathbf{g(t)}$  ist aktiviert, (c):  $\mathbf{g(t)}$  und  $\mathbf{g_1(t)}$  sind aktiviert.

### 6.1.8 Cross-Talk-Problem

Es wurde bestätigt, dass ein kapazitiver „Cross-Talk“ [78] zwischen dem thermischen Aktuator und dem piezoresistiven Sensor entstehen kann. Dies kann auf eine Überlagerung des Eingangssignals des Aktuators durch das Brückensignal zurückzuführen sein [78].

Die gemessene Spannung am Ausgang der Wheatstone-Brücke wird von diesem Effekt beeinflusst.

Mit anderen Worten bedeutet das, dass diese Spannung nicht nur die Auslenkung des Cantilevers repräsentiert, sondern Auslenkung und Crosstalk zusammen.

#### 6.1.8.1 Einfluss des „Cross-Talk“ auf das Detektieren der Cantilever-Amplitude:

Nachfolgend wird gezeigt, welchen Effekt der „Cross-Talk“ auf die gemessene Amplitude/Phase am Ausgang des Lock-Ins hat.

Die Gleichung (6-12) im Abschnitt 6.1.5 beschreibt die angelegte Spannung auf dem thermischen Aktuator des Cantilevers. Beim Einsetzen der „Cross-Talk“-Komponente wird diese Gleichung wie folgt umformuliert:

$$v_{ct}(t) = K_0 \cdot V_{dc} + K_\omega \cdot V_{ac} \cdot \sin(\omega t + \varphi_{ct}) \quad (6-26)$$

$K_0$  und  $K_\omega$  sind jeweils die Verstärkung des „Cross-Talk“ bei den Komponenten DC und  $\omega$ .  $K_0 = 0$ , da der kapazitive „Cross-Talk“ proportional zur Frequenz ist [168].  $K_\omega$  ist für eine bestimmte Frequenz konstant und steigt mit der Erhöhung der Frequenz. Die Anregungsfrequenz wird gleich der Resonanzfrequenz des Cantilevers ausgewählt. Somit wird die letzte Gleichung so geschrieben:

$$v_{ct}(t) = A_{ct} \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_{ct}) \quad (6-27)$$

Dabei gilt:  $A_{ct} = K_{\omega_0} \cdot V_{ac}$

Die Spannung des piezoresistiven Sensors (die Gleichung (6-16) im Abschnitt 6.1.5) wird wie folgt modifiziert:



$$v_s(t) = A_1 \cdot \sin(\omega t + \varphi_1) - A_2 \cdot \cos(2 \cdot \omega t + \varphi_2) + A_{dc} + A_{ct} \cdot \sin(\omega t + \varphi_{ct}) \quad (6-28)$$

Wie in dem letzten Abschnitt erwähnt wurde, werden ein Hochpassfilter und zwei Shaper ( $g_1(t)$  und  $g(t)$ ) zum Entfernen der DC Komponente und der nutzlosen Schwingungen, die nach der Lock-In-Multiplizierer entstehen, verwendet. Wegen des „Cross-Talk“ bekommt die Ausgangssignale  $v'_1(t)$  und  $v'_2(t)$  des Shapers  $g(t)$  (Gl. (6-24) und Gl. (6-25) im Abschnitt 6.1.7) zusätzliche Komponente wie folgenden (Abb. 6-17):

$$v'_1(t) = \frac{A_1}{2} \cos(\varphi_1) + \frac{A_{ct}}{2} \cos(\varphi_{ct}) \quad (6-29)$$

$$v'_2(t) = \frac{A_1}{2} \sin(\varphi_1) + \frac{A_{ct}}{2} \sin(\varphi_{ct}) \quad (6-30)$$

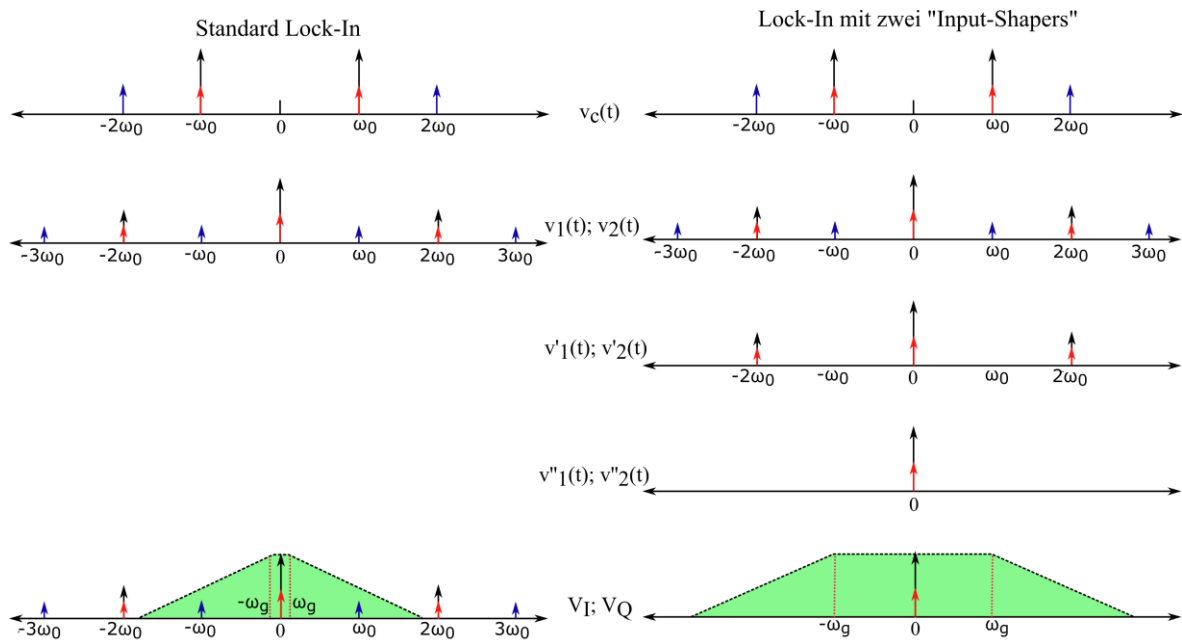


Abb. 6-17: Die Operation des Lock-In-Verstärkers in der Frequenzdomäne ( $\omega = \omega_0$ ) beim Detektieren der Auslenkung des selbst aktuierten piezoresistiven Cantilevers. Die roten Pfeile sind die „Cross-Talk“-Anteile zwischen dem thermischen Aktuator und dem piezoresistiven Sensor.

Die Werte am Ausgang des Lock-Ins werden wie folgt geschrieben:

$$A' = 2 \cdot \sqrt{v'_1(t)^2 + v'_2(t)^2}$$

$$A' = 2 \cdot \sqrt{\frac{A_1^2}{4} + \frac{A_{ct}^2}{4} + \frac{A_1 A_{ct}}{2} \cos(\varphi_1 - \varphi_{ct})} \neq A \quad (6-31)$$

$$\arctan\left(\frac{v_2'(t)}{v_1'(t)}\right) = \sqrt{\frac{A_1 \sin(\varphi_1) + A_{ct} \sin(\varphi_{ct})}{A_1 \cos(\varphi_1) + A_{ct} \cos(\varphi_{ct})}} \neq \varphi_1 \quad (6-32)$$

Durch diese Werte (die Gleichungen (6-31) und (6-32)) werden nicht mehr die Amplitude und die Phase der Cantilever-Schwingung repräsentiert, da sie den „Cross-Talk“-Anteil enthalten (Abb. 6-18). In diesem Fall wird die Charakterisierung des Cantilevers (z.B. Resonanzfrequenz, Q-Faktor und Bandbreite) auch durch den gemessenen Frequenzgang falsch. Im nächsten Abschnitt wird eine Lösung für dieses Problem erläutert.

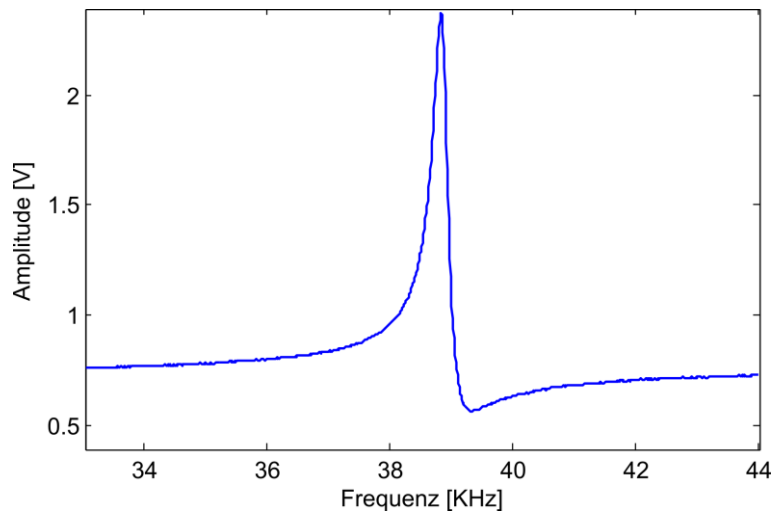


Abb. 6-18: Der gemessene Amplitudengang des Cantilevers bei der Existenz von „Cross-Talk“ zwischen dem thermischen Aktuator und dem piezoresistiven Sensor.

### 6.1.8.2 Beseitigung vom Einfluss des Crosstalks auf dem Detektieren der Cantilever-Amplitude

Wie im letzten Abschnitt gezeigt wurde, kann das Lock-In das „Cross-Talk“-Signal des Cantilever-Auslenkungssignals nicht trennen, da die beiden Signale die gleiche Frequenz haben. Im Folgenden wird eine neue Methode zur Beseitigung vom Einfluss des „Aktuator-Sensor-Cross-Talk“ [168] auf der gemessenen Schwingungsamplitude des Cantilevers gezeigt. In dieser Methode wird als Antriebsfrequenz des TMA die Hälfte der Resonanzfrequenz des Cantilevers ausgewählt. Die „Cross-Talk“-Komponente am Eingang des Lock-Ins wird mit einem „Input-Shaper“ entfernt.

Zurück zur Gleichung (6-12) der auf den TMA des Cantilevers angelegten Spannung im Abschnitt 6.1.5:

$$v_h(t) = V_{dc} + V_{ac} \cdot \sin(\omega t)$$

Wenn als Antriebsfrequenz des TMA die Hälfte der Resonanzfrequenz des Cantilevers ausgewählt wird ( $\omega = \omega_0/2$ ), bekommen wir:

$$v_h(t) = V_{dc} + V_{ac} \cdot \sin\left(\frac{\omega_0}{2}t\right) \quad (6-33)$$

Somit kann die Gleichung (6-28), die die Spannung des piezoresistiven Sensors als Reaktion auf die Cantilever-Schwingung bei Anwesenheit von „Cross-Talk“-Vorhanden beschreibt, wie folgt umgeschrieben werden:

$$v_s(t) = A_1 \cdot \sin\left(\frac{\omega_0}{2}t + \varphi_1\right) - A_2 \cdot \cos(\omega_0t + \varphi_2) + A_{dc} + A_{ct} \cdot \sin\left(\frac{\omega_0}{2}t + \varphi_{ct}\right) \quad (6-34)$$

Der zweite Term dieser Gleichung zeigt, dass der Cantilever mit seiner Resonanzfrequenz  $\omega_0$  schwingt. Das bedeutet, dass dieser Term das nützliche zu detektierende Signal präsentiert. Der „Cross-Talk“ wird durch den dritten Term präsentiert. Dieser „Cross-Talk“ kann leicht entfernt werden, da seine Frequenz  $\omega_0/2$  sich von der Resonanzfrequenz des Cantilevers  $\omega_0$  unterscheidet.

Die DC-Komponente in der letzten Gleichung wird mit einem analogen Hochpassfilter entfernt:

$$v_c(t) = A_1 \cdot \sin\left(\frac{\omega_0}{2}t + \varphi_1\right) - A_2 \cdot \cos(\omega_0t + \varphi_2) + A_{ct} \cdot \sin\left(\frac{\omega_0}{2}t + \varphi_{ct}\right) \quad (6-35)$$

$v_c(t)$  ist das Eingangssignal des Lock-Ins. Wegen der Multiplikation dieses Signals mit der Referenzen des Lock-Ins entstehen die folgenden Schwingungen:

$$\omega_0 - \frac{\omega_0}{2} = \frac{\omega_0}{2}, \quad \omega_0 + \frac{\omega_0}{2} = \frac{3\omega_0}{2}, \quad \omega_0 - \omega_0 = 0, \quad \omega_0 + \omega_0 = 2\omega_0$$

Um die nutzlosen Schwingungen  $\omega_0/2$ ,  $3\omega_0/2$  und  $2\omega_0$  zu entfernen, wird die gleiche Methode, die im Abschnitt a erklärt wurde, verwendet. dafür sind Shaper  $g(t)$  und  $g_2(t)$  nötig.  $g(t)$  unterdrückt die Schwingung  $2\omega_0$  (genau die gleiche Aufgabe wie im Abschnitt 6.1.6).

Im Abschnitt 6.1.6 musste der Shaper  $g_1(t)$  die Schwingungen  $\omega_0$  und  $3\omega_0$  unterdrücken, aber hier müssen die Schwingungen  $\omega_0/2$  und  $3\omega_0/2$  unterdrückt werden, deshalb wird anderer Shaper  $g_2(t)$  dafür verwendet. Der Shaper  $g_2(t)$  besteht aus zwei Impulsen, die Impulsamplitude ist 1 und der Zeitabstand zwischen den Impulsen ist  $1/f_0$ :

$$g_2(t) = \delta(t) + \delta\left(t - \frac{1}{f_0}\right) \quad (6-36)$$

Die Abb. 6-19 zeigt das Diagramm des Lock-Ins für beide Fälle, also die Anregung des Cantilevers mit seiner Resonanzfrequenz (6.1.6) und mit der Hälfte seiner Resonanzfrequenz.

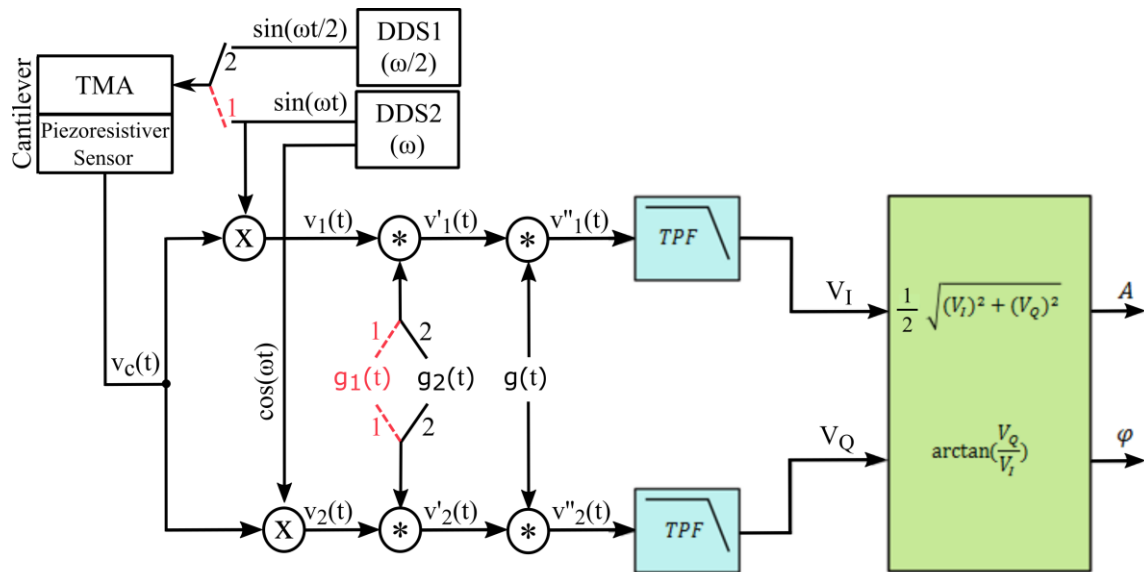


Abb. 6-19: Diagramm des schnellen Lock-Ins, Anregung des Cantilevers mit seiner Resonanzfrequenz (Zustand 1) und mit der Hälfte seiner Resonanzfrequenz (Zustand 2). TMA: Thermomechanischer Aktuator.

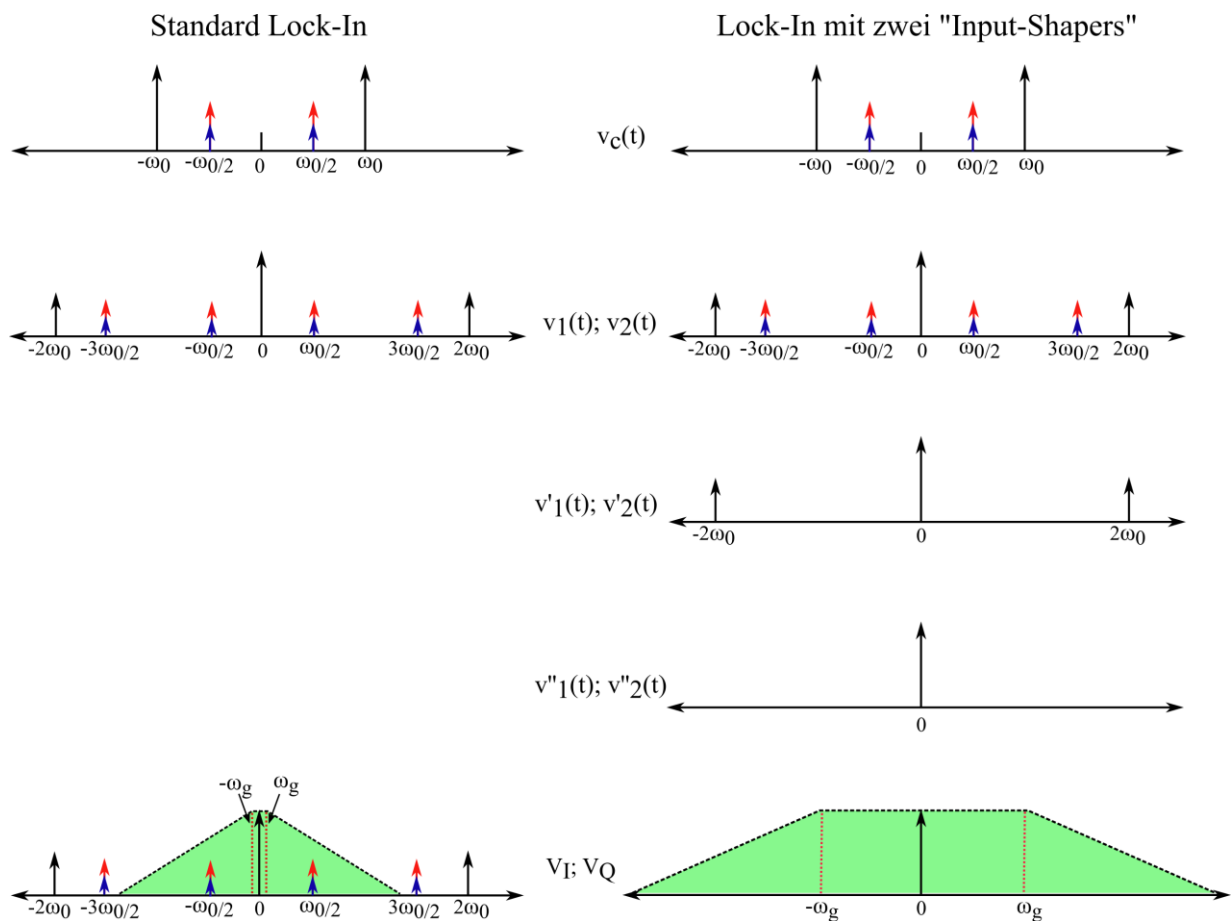


Abb. 6-20: Die Operation des Standard- und schnellen Lock-In-Verstärkers in der Frequenzdomäne (Anregungsfrequenz =  $\omega_0/2$ ).

Ein selbstaktuierter piezoresistiver Cantilever mit der Resonanzfrequenz von ca. 33 KHz wird für diese Messungen verwendet. Der Frequenz-Sweep wird im Bereich von 28.5 KHz bis 37 KHz (Anregungsfrequenz im Bereich von 14.25 bis 18.5 KHz) durchgeführt. Die Abb. 6-21 zeigt den erfassten Amplitudengang des Cantilevers durch die Verwendung des Standard- und schnellen Lock-Ins. Die Grenzfrequenz des Lock-Ins entspricht einer Periode der Cantileverschwingung ( $f_g \approx 33\text{ KHz}$ ). Der mit dem Standard-Lock-In gemessene Amplitudengang ist mehr verrauscht als bei dem schnellen Lock-In.

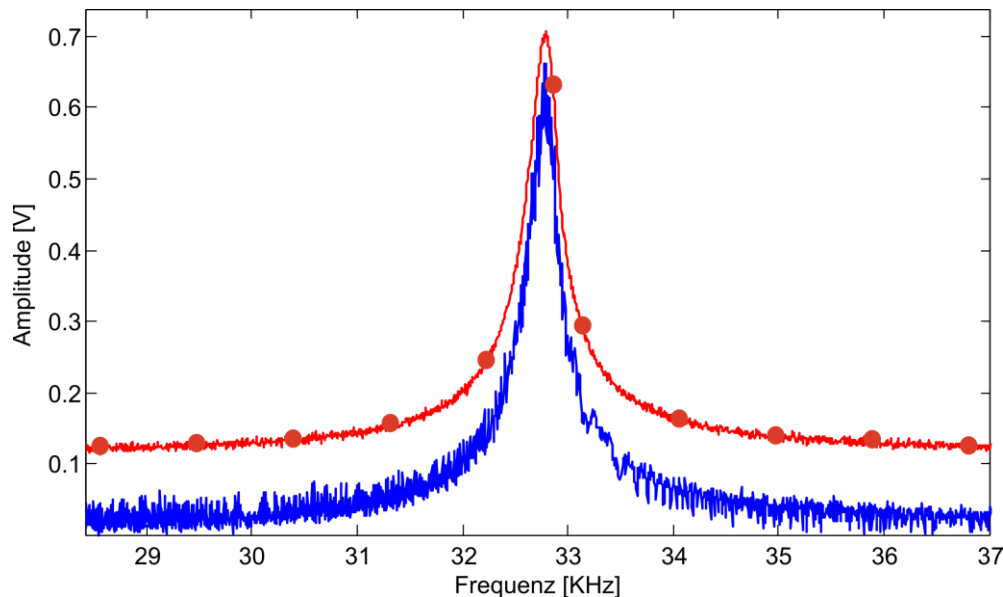


Abb. 6-21: Der gemessene Amplitudengang des Cantilevers mittels des Standard- (blau) und schnellen Lock-Ins (rot/Punkte). Die Anregungsfrequenz des Cantilevers ist immer die Hälfte der Messungsfrequenz der Schwingungsamplitude. Die rote Kurve wurde nach oben verschoben, um sichtbar zu sein.

Die Abb. 6-22 zeigt die durch den schnellen Lock-In erfasste Amplitude. Der Cantilever wird mit Hälfte seiner Resonanzfrequenz (16.5 KHz) angeregt (Erfassung der Amplitude für die Schwingung 33 KHz). Die Grenzfrequenz des Lock-In-Filters wird auf 33 KHz eingestellt. (Das Detektieren dauert nur für eine Periode der Cantilever-Schwingung). Bei der Teil-Messung (a) sind die beiden „Input-Shaper“ deaktiviert. Das bedeutet, dass der Lock-In als Standard-Lock-In arbeitet. Bei der Teil-Messung (b) ist nur der „Input-Shaper“  $g(t)$  aktiv. Dieser Shaper unterdrückt die Komponente  $2\omega_0$ , die nach dem Lock-In-Mischer entsteht. Bei der Teil-Messung (c) werden die beiden „Input-Shaper“  $g(t)$  und  $g_2(t)$  aktiviert.

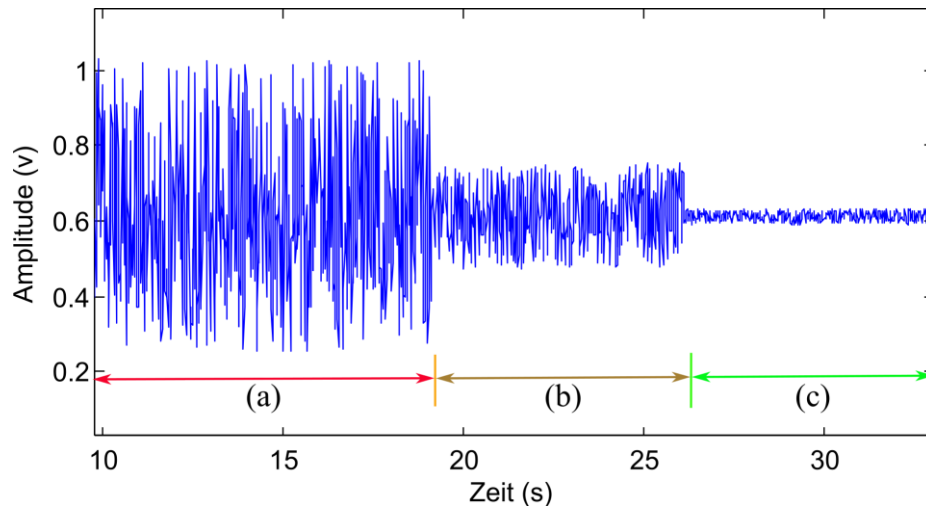


Abb. 6-22: Die detektierte Schwingungsamplitude des mit Hälfte seiner Resonanzfrequenz angeregten Cantilevers, (a): Die beiden „Input-Shaper“  $g(t)$  und  $g_2(t)$  sind deaktiviert, (b): Nur  $g(t)$  ist aktiv, (c): „  $g(t)$  und  $g_2(t)$  beiden sind aktiv.

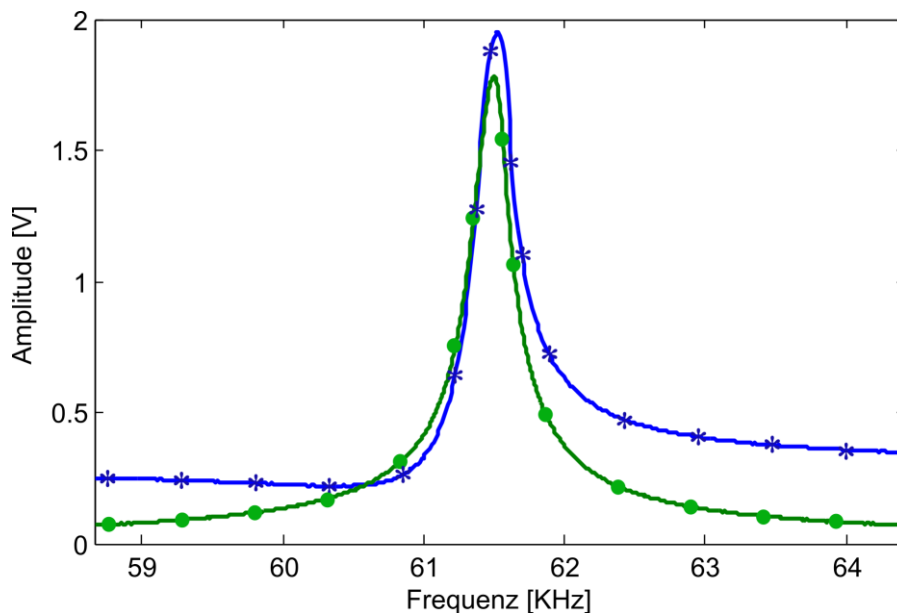


Abb. 6-23: Der gemessene Amplitudengang des Cantilevers, blau/Sterne: Die Normale Methode, grün/Punkte: Die Hälfte-Frequenz-Methode.

Die Abb. 6-23 zeigt den gemessenen Amplitudengang des Cantilevers für die beiden Methoden:

- Normale Methode: Die Anregungsfrequenz und die Messung-Frequenz der Schwingungsamplitude sind identisch.
- Hälfte-Frequenz-Methode: Die Anregungsfrequenz ist die Hälfte der Messung-Frequenz.

Der Effekt des Cross-Talks zwischen dem thermischen Aktuator und dem piezoresistiven Sensor wird durch Verwendung der Hälfte-Frequenz-Methode unterdrückt. Der gemessene Cross-Talk ist z.B, bei der Frequenz 64 ca. 0.16 V, das entspricht ca. 8 % von der Amplitude bei der Resonanzfrequenz (1.96 V).

### 6.1.9 Lock-In Implementierung auf FPGA

Als Signal-Generator wird ein DDS Compiler 4.0 verwendet [154]. Der Systemtakt ist 100 MHz. Die Wortbreite des DDS-Phasenakkumulators ist 32 Bits. Damit beträgt die Frequenzauflösung 0,023 Hz und die maximale Ausgangsfrequenz 50 MHz. Die Wortbreite des DDS-Ausgangs ist 16 Bits. Der DDS generiert die Referenzsignale des Lock-Ins  $v_{ref1}$  und  $v_{ref2}$ . Das Signal  $v_{ref1}$  kann auch gleichzeitig als Anregungssignal des Cantilevers genutzt werden.

Das Lock-In-Modell arbeitet mit der Abtastrate 20 MHz. Deshalb ist eine Heruntertaktung (Downsampling) von 100 MHz auf 20 MHz notwendig. Ein digitales Antialiasing-Tiefpassfilter ist erforderlich, um das Nyquist-Kriterium vor dem Downsampling zu erfüllen. Die Grenzfrequenz dieses Antialiasing-Filters muss nicht einstellbar sein. Daher kann dieser Filter mithilfe einer Komma-Schiebeoperation umgesetzt werden.

Das Ersetzen des Multiplizierers mit dem Schiebeoperator hat zwei Vorteile:

- wird der Ressourcenbedarf verringert und zweitens kann der Filter mit dem Systemtakt 100 MHz problemlos funktionieren.
- Die Multiplikationen mit 0.5 werden mit der Schiebeoperation für eine Stelle nach links realisiert.

Die Mischer, die das Eingangssignal mit den Referenzsignalen multiplizieren, werden mit einer 16 x 16 Bit DSP-Multiplikation realisiert. Im Gegensatz zur analogen Multiplikation führt die digitale Multiplikation keine neue Rauschquelle ein und erzeugt kein unerwünschtes Offset auf dem Ausgangssignal.

Zwei digitale IIR-Tiefpassfilter 2. Ordnung werden benutzt, um die gemischten Signale der beiden Kanäle I (In-Phase) und Q (Quadratur) zu filtern. Diese Filter werden mit der Verwendung der kaskadierten Direkt-Form 1-Struktur wie im Kapitel 3 realisiert.

Die Kernkomponente des Input-Shapers  $g(t)$ ,  $g_1(t)$  und  $g_2(t)$  ist ein „Addressable shift Register“. Ein solches Shift-Register ermöglicht eine einstellbare Zeitverzögerung der I- und Q-Signale.

Der Xilinx adressierbare Schieberegister-Block ist ein Schieberegister mit variabler Länge, in dem jedes Register in der Verzögerungskette adressiert und auf den Ausgangsdataport geleitet werden kann. Das adressierbare Schieberegister arbeitet als eine Kette von Registern, wobei jedes Ausgangsregister ein Eingangssignal zu einem Multiplexer steuert. Die Multiplexer-Auswahlleitung wird durch den Adressport angetrieben.

Ein hoch effizienter Algorithmus, der sogenannte CORDIC-Algorithmen (Coordinate Rotation Digital Computer), wird zur Realisierung der letzten Berechnung verwendet. Ein CORDIC-Algorithmus kann in einem FPGA durch die Verwendung des Tools „Xilinx CORE Generator“ implementiert werden [155]. CORDIC benötigt einen Berechnungszyklus pro Bit, so dass eine 16-Bit-Wortlänge eine zusätzliche Rechenverzögerung von 16 Taktzyklen erfordern würde. Multiplikation und Addition und andere digitale Verarbeitungsoperationen innerhalb des Lock-Ins können die erforderliche Anzahl von Bits steigern. Das kann einen Quantisierungsfehler verursachen.

Daher hat die falsche Entscheidung bei den Bitanzahlen für jede digitale Verarbeitungsstufe einen negativen Effekt auf die Genauigkeit und die Auflösung des Lock-Ins.

Der Messbereich des Lock-Ins geht von 1.9 Hz bis 10 MHz. Die Zeitkonstante kann von 1  $\mu$ s bis 0.38 s eingestellt werden. Der Maximale Q-Faktor des Lock-Ins ist  $0.38 \text{ s} \times 10 \text{ MHz} = 38 \cdot 10^5$ . Die Auflösung der Phase ist  $2.44\text{e-}4$  Grad oder  $4.45\text{e-}3$  Grad.

Das Lock-In braucht insgesamt 20 Taktzyklen für die Bestimmung der Phase/Amplitude. Das entspricht einer Verzögerungszeit von 1  $\mu$ s.



## 6.2 Rückkopplungsschleifen des AFM-Systems in der Z-Richtung

Die Abb. 6-24 zeigt das detaillierte Blockdiagramm der Rückkopplungsschleife des AM-AFM in Z-Richtung. Die innere Schleife ist die Z-Scanner-Rückkopplungsschleife. Sie hat die Aufgabe, die Hysterese des Z-Piezoaktuators zu kompensieren und das unerwünschte Resonanz- und Resonanz-/Antiresonanz-Verhalten zu dämpfen. Die äußere Schleife hat die Aufgabe, die Amplitude der Cantilever-Schwingung durch den Lock-In zu detektieren und diese Amplitude durch den Z-Abstand-Regler während des Scannens konstant zu halten. Der Z-Abstand-Regler enthält den  $PI_1$  mit digitalem einstellbarem „anti-Windup“. TF ist ein digitaler Tiefpassfilter zur Eliminieren des Hochfrequenzen-Rauschens. K ist eine Verstärkung/Dämpfung zur Anpassung zwischen Sensor- und Z-Aktuator-Signalen.  $C_1(s)$  ist ein Notchfilter (R-Kompensator: Abschnitt 5.2), der für die Dämpfung der Resonanzfrequenz des Scanners  $f_{B_z}$  verwendet werden kann.  $C_2(s)$  ist ein RA-Kompensator (Abschnitt 5.2), der für das Kompensieren das Resonanz/Antiresonanz-Verhaltens des Scanners verwendet werden kann. Die beiden  $C_1(s)$  und  $C_2(s)$  werden als rekursives Digitalfilter zweiter Ordnung entworfen. Sie haben die gleiche universelle Struktur im Z-Bereich  $C(z)$ :

$$C(z) = \frac{a_1 \cdot Z^2 + a_2 \cdot Z + a_3}{Z^2 + b_2 \cdot Z + b_3} \quad (6-37)$$

Durch Konfiguration der Parameter  $a_1, a_2, a_3, b_2$  und  $b_3$  kann sich  $C(s)$  als ein R-Kompensator ( $C_1(s)$ ) oder als RA-Kompensator ( $C_2(s)$ ) verhalten. Das gleiche Prinzip wurde in X- und Y-Richtungen verwendet. Mehr Informationen über Theorie, Entwurf und Implementierung solcher Kompensatoren sind im Abschnitt 5.2.3 zu finden.

Der digitale  $PI_2$ -Regler in der Z-Scanner-Rückkopplungsschleife wird verwendet, um die Hysterese des Z-Scanners zu kompensieren. Der Entwurf und die Implementierung eines solchen Reglers ( $PI_1$  und  $PI_2$ ) mit hohem Durchsatz und geringerer Zeitverzögerung wurde im Abschnitt 3.2 und 3.4 erläutert.

Der Lock-In-Verstärker arbeitet in der AM-AFM-Rückkopplungsschleife (äußere Schleife in der Abb. 6-24) als Amplitudendemodulator. Um eine hohe Bandbreite und somit hohe AFM-Scangeschwindigkeit zu erreichen, muss der Lock-In sehr schnell sein. In dieser Arbeit wird ein digitaler, sehr schneller Lock-In entworfen und auf FPGA implementiert (Abschnitt 6.1). Er kann die Amplitude in weniger als einer Periode ( $T_l = 1/f_c$ ) der Cantileversschwingung demodulieren ( $f_c$ : Resonanzfrequenz des Cantilevers).

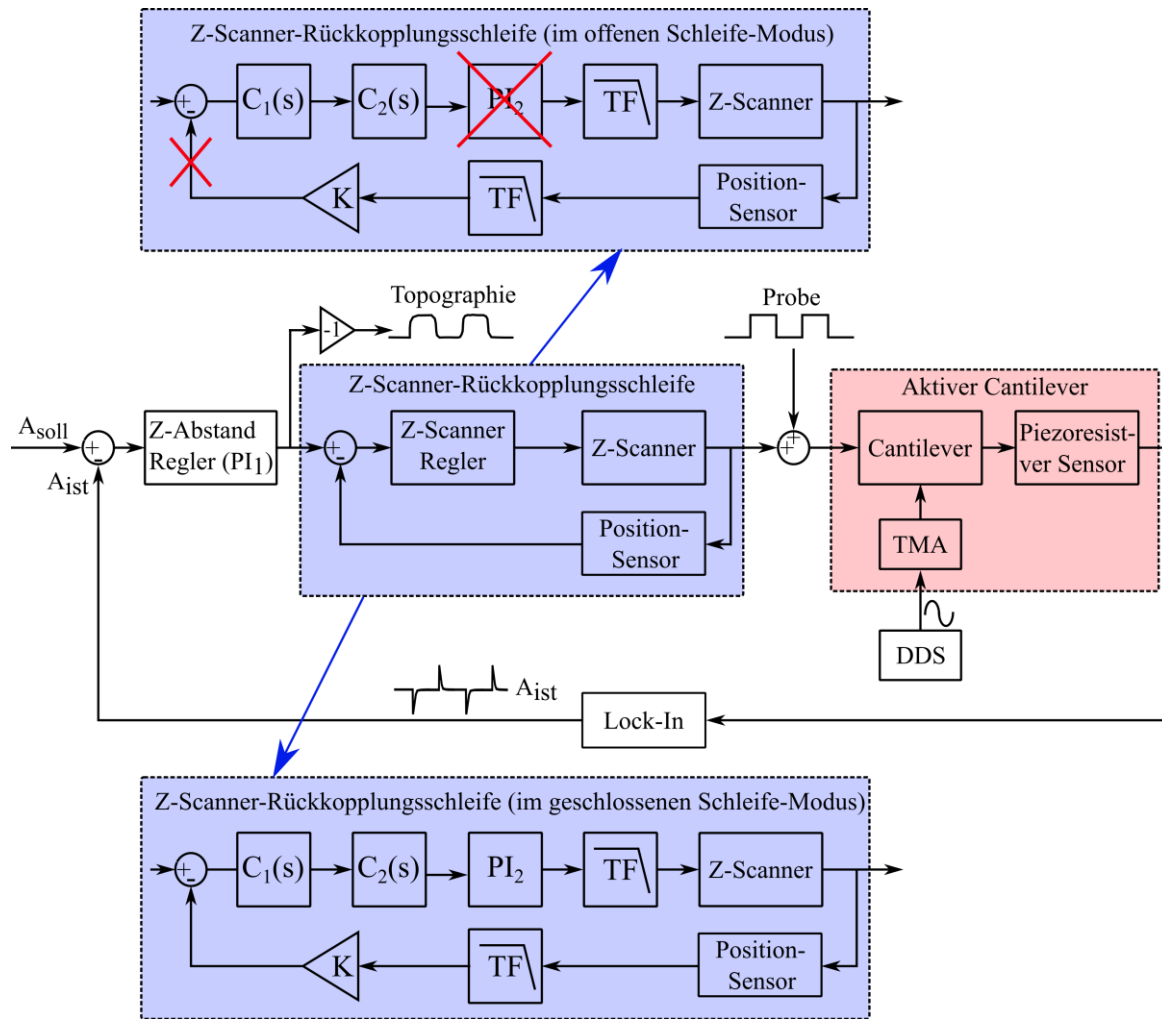


Abb. 6-24: Detailliertes Blockdiagramm der Rückkopplungsschleife des AM-AFM in Z-Richtung.

### 6.2.1 Ersatzübertragungsfunktion der Z-Scanner-Rückkopplungsschleife

Die minimale erreichbare Zeitkonstante der Z-Scanner-Rückkopplungsschleife  $T_s$  liegt zwischen  $1/2\pi f_s$  und  $Q_s/\pi f_s$  ( $Q_s, f_s$  sind jeweils Q-Faktor und Resonanzfrequenz des Z-Scanners). Das hängt vom Q-Faktor des Z-Scanners, der Phasenverschiebung der offenen Schleife und den verwendeten Regelungstechniken ab. Wir können die vier folgenden Fälle unterscheiden:

- 1- Der offene Schleifen-Modus (**Abb. 6-25**) ohne Verwendung des Schwingung-Kompensators ( $C_1(s)$  und/oder  $C_2(s)$ ): In diesem Fall enthält die Z-Scanner-Rückkopplungsschleife nur den Scanner mit der Übertragungsfunktion:

$$G(s) = \frac{K_s \cdot \omega_s^2}{s^2 + 2d_s \omega_s s + \omega_s^2} \quad (6-38)$$

Das Scanner-Verhalten kann durch die folgende Ersatzübertragungsfunktion ersetzt werden:

$$G_{s1}(s) = \frac{K_s}{T_{s1} \cdot s + 1} \quad (6-39)$$

Dabei ist  $T_{s1} = 4/d_s \omega_s = Q_s/\pi f_s$  die Ersatzzeitkonstante. (Diese Zeit repräsentiert bei einer Sprungantwort den Zeitpunkt bis zum Erreichen eines Toleranzbandes von  $\pm 2\%$  des stationären Endwertes (Ausregelzeit)).

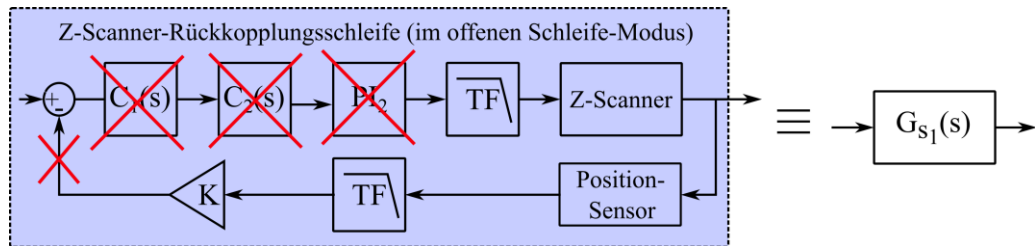


Abb. 6-25: Der offene Schleife-Modus des Z-Scanners ohne Verwendung der Kompensatoren  $C_1(s)$  und/oder  $C_2(s)$ .

- 2- Der offene Schleifen-Modus mit Verwendung der Schwingungsdämpfer  $C_1(s)$  und/oder  $C_2(s)$  : Die Ersatzübertragungsfunktion Z-Scanner-Rückkopplungsschleife (Abb. 6-26) kann wie folgt beschrieben werden:

$$G_{s2}(s) = C_1(s) * C_2(s) * G(s) = \frac{K_s}{T_{s2} \cdot s + 1} \quad (6-40)$$

mit der Ersatzzeitkonstante  $T_{s2} = 1/\omega_s = 1/2\pi f_s$ .

In diesem Fall wird die Ersatzzeitkonstante  $2Q_s$  Fach kleiner als bei der ersten Situation (ohne  $C_1(s)$  und/oder  $C_2(s)$ ).

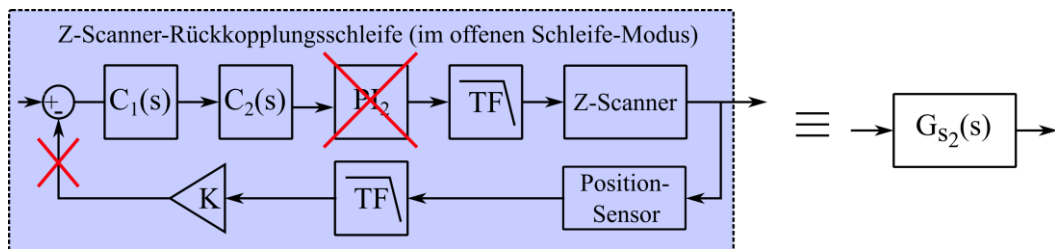


Abb. 6-26: Der offene Schleife-Modus des Z-Scanners mit Verwendung der Kompensatoren  $C_1(s)$  und/oder  $C_2(s)$  („Feedforward“).

- 3- Der geschlossene Schleifen-Modus ohne Verwendung der Schwingungsdämpfer ( $C_1(s)$  und/oder  $C_2(s)$ ): In diesem Fall enthält die Z-Scanner-Rückkopplungsschleife den Scanner und den  $PI_2$ -Regler (Abb. 6-27). Die Ersatzübertragungsfunktion Z-Scanner-Rückkopplungsschleife kann wie folgt beschrieben werden:

$$G_{s3}(s) = \frac{G_{PI2} * G_{s1}}{1 + G_{PI2} * G_{s1}} = \frac{1}{T_{s3} \cdot s + 1} \quad (6-41)$$

Die minimale erreichbare Zeitkonstante  $T_{s3}$  ist:

$$T_{s3} = T_{s1} = 4/d_s \omega_s = Q_s / \pi f_s \quad (6-42)$$

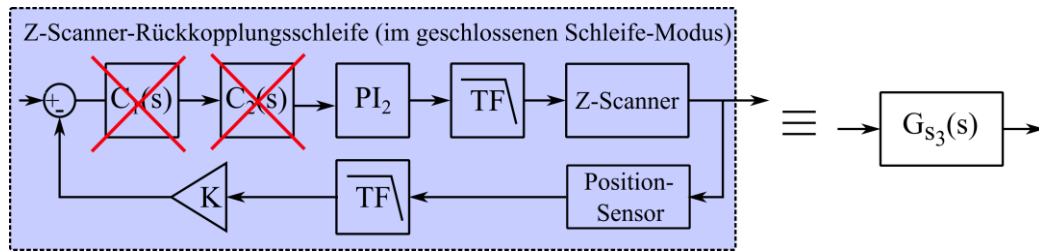


Abb. 6-27: Der geschlossene Schleifen-Modus ohne Verwendung der Kompensatoren  $C_1(s)$  und/oder  $C_2(s)$  („Feedback-Modus“).

- 4- Der geschlossene Schleifen-Modus mit Verwendung der Schwingungsdämpfer ( $C_1(s)$  und/oder  $C_2(s)$ ): Die Ersatzübertragungsfunktion Z-Scanner-Rückkopplungsschleife (Abb. 6-28) kann wie folgt beschrieben werden:

$$G_{s3}(s) = \frac{G_{PI2} * G_{s2}}{1 + G_{PI2} * G_{s2}} = \frac{G_{PI2} * C_1(s) * C_2(s) * G(s)}{1 + G_{PI2} * C_1(s) * C_2(s) * G(s)} = \frac{1}{T_{s4} \cdot s + 1} \quad (6-43)$$

Die minimale erreichbare Zeitkonstante  $T_{s4}$  ist:

$$T_{s4} = T_{s2} = 1/\omega_s = 1/2\pi f_s \quad (6-44)$$

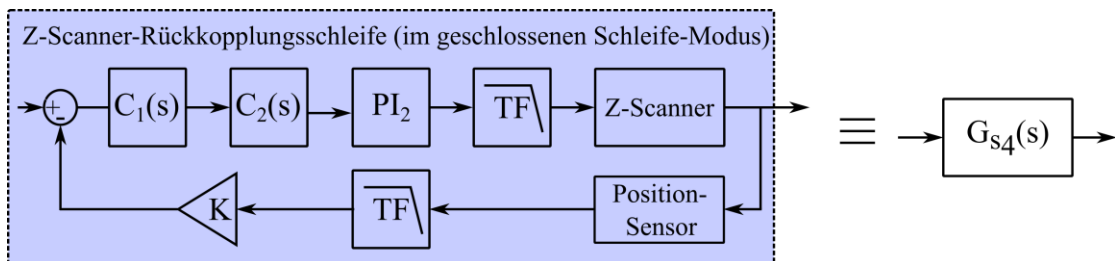


Abb. 6-28: Der geschlossene Schleifen-Modus mit Verwendung der Kompensatoren  $C_1(s)$  und/oder  $C_2(s)$  („Feedforward“ + „Feedback“-Modus).

Das bedeutet, dass die Z-Scanner-Rückkopplungsschleife in allen vier Fällen durch einen Tiefpassfilter  $G_s(s) = K_s / (T_s \cdot s + 1)$  mit der Ersatzzeitkonstante  $T_s = (T_{s1}, T_{s2}, T_{s3} \text{ oder } T_{s4})$  ersetzt werden kann. Nach diesem Ersetzen erhält man das äquivalente Diagramm (Abb. 6-29) für das Diagramm in der Abb. 6-24.

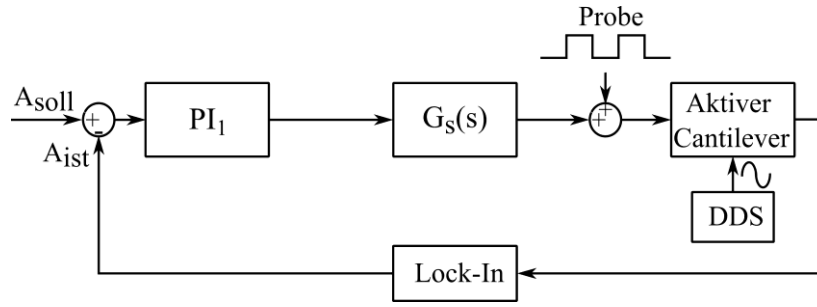


Abb. 6-29: Blockdiagramm von der Rückkopplungsschleife des AM-AFM in Z-Richtung mit Ersatzübertragungsfunktion der Z-Scanner-Rückkopplungsschleife.

### 6.2.2 Ersatzübertragungsfunktion der geschlossenen AFM-Schleife

Um die Ersatzübertragungsfunktion der geschlossenen AFM-Schleife zu erhalten, muss die Ersatzübertragungsfunktion aller einzelnen Komponenten dieser Schleife bestimmt werden. Im letzten Abschnitt wurde die Ersatzübertragungsfunktion der Z-Scanner-Rückkopplungsschleife  $G_s(s)$  erhalten. Wie die Abb. 6-29 zeigt, müssen noch die Ersatzfunktion des Lock-Ins, des Cantilevers und der FPGA-Latenzzeit erhalten werden. Es wurde angenommen, dass die ADC's- und DAC's-Wandler (in nsec-Bereich) sowie die alle verwendeten Signalverstärker schnell sind und eine große Bandbreite (im MHz-Bereich) haben.

**Ersatzfunktion des Cantilevers:** Der Cantilever kann als System zweiter Ordnung modelliert werden:

$$G_{ca}(s) = \frac{K \cdot \omega_c^2}{s^2 + 2d_c\omega_c s + \omega_c^2} = \frac{K \cdot \omega_c^2}{s^2 + \frac{\omega_c}{Q_c} s + \omega_c^2} \quad (6-45)$$

$K$ : die Verstärkung des stationären Zustands,  $\omega_c$ : die Resonanzfrequenz,  
 $d_c$ : die Dämpfung,  $Q_c$ : der Qualitätsfaktor.

Das Verhalten des Cantilevers kann durch ein System erster Ordnung mit der Ersatzzeitkonstante  $T_c = 4/d_c\omega_c = Q_c/\pi f_c$  ersetzt werden:

$$G_c(s) = \frac{K_c}{T_c \cdot s + 1} \quad (6-46)$$

**Ersatzfunktion des Lock-Ins:** Wie vorher erwähnt wurde, dauert die Detektionszeit des Lock-in-Verstärkers eine Periode der Cantilever-Schwingung  $T_l = 1/f_c$ . Diese Zeit kann als Verzögerungszeit betrachtet werden und lässt sich mit der Ersatzfunktion darstellen:

$$G_l(s) = e^{-T_l s} = \frac{1}{1 + \frac{T_l \cdot s}{1!} + \frac{(T_l \cdot s)^2}{2!} + \dots} \approx \frac{1}{T_l \cdot s + 1} \quad (6-47)$$

**Ersatzfunktion der FPGA-Latenzzeit:** Durch die optimale Implementierung aller Algorithmen auf FPGA und durch die Parallelisierung der Funktionalität wird die durch die digitale

Verarbeitung entstehende Latenzzeit minimiert. Die Verzögerungszeit des langsamsten Pfads beträgt ca. 3  $\mu$ s und lässt sich mit der Ersatzfunktion darstellen:

$$G_v(s) = e^{-3 \cdot 10^{-6} \cdot s} \approx \frac{1}{3 \cdot 10^{-6} \cdot s + 1} = \frac{1}{T_v \cdot s + 1} \quad (6-48)$$

**Ersatzfunktion der offenen Schleife des AFM-Systems:** Diese Funktion kann durch Multiplikation aller vorher erhaltenden Ersatzfunktionen beschrieben werden:

$$\begin{aligned} G_{AFM}(s) &= G_s(s) * G_c(s) * G_l(s) * G_v(s) \\ G_{AFM}(s) &= \frac{K_s}{(T_s \cdot s + 1)} * \frac{K_c}{T_c \cdot s + 1} * \frac{1}{T_l \cdot s + 1} * \frac{1}{T_v \cdot s + 1} \\ &= \frac{\frac{K_s K_c}{T_s T_c T_l T_v}}{s^4 + \frac{[T_s T_c (T_l + T_v) + T_l T_v (T_s + T_c)]}{T_s T_c T_l T_v} s^3 + \frac{[T_s T_c + T_l T_v + T_l T_v (T_s + T_c)]}{T_s T_c T_l T_v} s^2} \\ &\quad + \frac{T_s + T_c + T_l + T_v}{T_s T_c T_l T_v} s + \frac{1}{T_s T_c T_l T_v} \end{aligned} \quad (6-49)$$

Diese Funktion hat die Form:

$$G(s) = \frac{b_m s^m + \dots + b_1 s + b_0}{s^n + \dots + a_1 s + a_0} \quad (6-50)$$

Für eine solche Form ergeben sich Parameter der Ersatzübertragungsfunktion:

$$G_A(s) = \frac{K_A}{T_A \cdot s + 1} \quad (6-51)$$

$K_A$  und  $T_A$  können wie folgt bestimmt werden [167]:

$$\begin{aligned} K_A &= \frac{b_0}{a_0} = K_s K_c \\ T_A &= \frac{a_1}{a_0} - \frac{b_1}{b_0} = T_s + T_c + T_l + T_v \end{aligned} \quad (6-52)$$

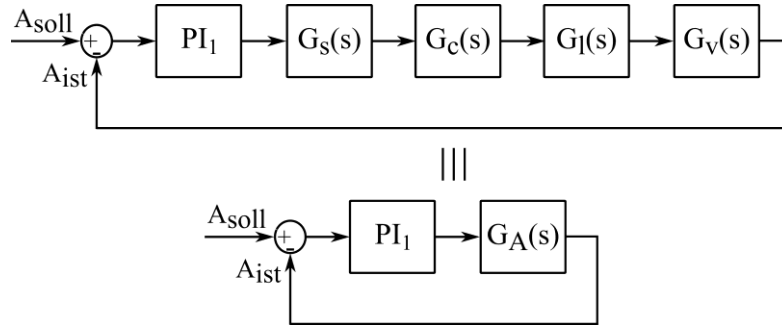


Abb. 6-30: Der geschlossenen AFM-Schleife.  $PI_1$  ist Abstandsregler, und  $G_A$  ist die Ersatzübertragungsfunktion der offenen Schleife des AFM-Systems.

Wie der **Abb. 6-30** kann die Ersatzübertragungsfunktion der geschlossenen AFM-Schleife (mit Verwendung des  $PI_1$ -Abstandsreglers) wie folgt beschrieben werden:

$$G_g(s) = \frac{G_{PI_1}(s) * G_A(s)}{1 + G_{PI_1}(s) * G_A(s)} = \frac{1}{T_g \cdot s + 1} \quad (6-53)$$

Die minimale erreichbare Zeitkonstante  $T_g$  ist:

$$T_g = T_A = T_s + T_c + T_l + T_v \quad (6-54)$$

### 6.2.3 Theoretische Erreichbare Scan-Geschwindigkeit

Die maximale Bandbreite des AM-AFM kann von der minimalen erreichbaren Zeitkonstante  $T_g$  (Gl. (6-54)) wie folgt berechnet werden:

$$B_{AFM} = \frac{1}{T_g} = \frac{1}{(T_s + T_c + T_l + T_v)} = \frac{1}{(T_s + (Q_c/\pi f_c) + (1/f_c) + 3 \cdot 10^{-6})} \quad (6-55)$$

Die maximale Scan-Geschwindigkeit ist vom Ziel des Scannens abhängig. Dafür können die folgenden Fälle unterschieden werden:

**Der erste Fall** ist die metrologische Anwendung, wobei die Messungen der Tiefe und Breite der gescannten Struktur relevanter als die Messung der einzelnen Pixel sind. Hier ist die erreichbare Scan-Geschwindigkeit stark abhängig von der Spatialfrequenz [102] und Form der gescannten Oberfläche. Die maximale Scan-Geschwindigkeit  $v_{max}$  (Line/sec) kann durch die folgende Gleichung beschrieben werden:

$$v_{max} \text{ (Line/s)} = \frac{B_{AFM}}{P \cdot (2K - 1)} \quad (6-56)$$

Die Bild-Rate für eine Auflösung  $(AxA)pixel^2$  lässt sich durch folgende Gleichung bestimmen:

$$r_{max}(Bild/s) = \frac{B_{AFM}}{P \cdot (2K - 1) \cdot A} \quad (6-57)$$

$$r_{max}(Bild/s) = \frac{1}{P \cdot (2K - 1) \cdot A \cdot (T_s + (Q_c/\pi f_c) + (1/f_c) + 3 \cdot 10^{-6})} \quad (6-58)$$

Wobei  $P$  : die örtliche (spatial) Periodenanzahl in der gescannten Oberfläche und  $K$  : die höchste Harmonische-Nummer (Oberwellen) ist, die für akzeptable Abbildung einer Periode von gescannter Struktur nötig ist. Für eine Oberfläche mit sinusförmigen Spatial-Perioden muss  $K = 1$  sein. Für die rechteckige Spatial-Periode gilt, dass man eine umso bessere Qualität des AFM-Bilds erhalten kann, je größer  $K$  ist wird. Die Fourier-Reihe des Rechteck-Signals:

$$f(x) = \sum_{K=1}^{\infty} \frac{4}{(2K - 1)\pi} \sin[(2K - 1)x] \quad (6-59)$$

Dabei ist  $x$  ist die Grundfrequenz des Rechteck-Signals.

Wir nehmen z.B. für eine Oberfläche mit rechteckiger Spatial-Periodenanzahl  $P = 2$  an, dass fünf Harmonischen ein akzeptables Rechteck-Signal präsentieren können ( $K=5$ ). Die maximale Scan-Geschwindigkeit ist  $v_{max}(line/s) = \frac{B_{AFM}}{18}$  .

Die maximale Scan-Geschwindigkeit in  $\mu m$  kann wie folgt beschrieben werden:

$$v_{max}(\mu m/s) = \frac{B_{AFM}}{P \cdot (2K - 1) \cdot B} \quad (6-60)$$

Hierbei ist  $B$  der Scanbereich in  $\mu m$ .

**Beim zweiten Fall** nehmen wir an, dass jeder Pixel in dem gescannten Bild relevant ist. Dafür muss jede Zwei Pixel als eine Periode eines Sinussignals ( $K = 1$  und  $P = A/2$  in der letzten Gleichung (6-60)) betrachtet werden. Die maximale Scan-Geschwindigkeit in  $\mu m$  kann wie folgt beschrieben werden:

$$v_{max}(Line/s) = \frac{2 \cdot B_{AFM}}{A}; \quad v_{max}(\mu m/s) = \frac{2 \cdot B_{AFM}}{A \cdot B} \quad (6-61)$$

Und die Bild-Rate für eine Auflösung  $(AxA)pixel^2$  ist:

$$r_{max}(Bild/s) = \frac{2 \cdot B_{AFM}}{A \cdot A} = \frac{2}{A^2 \cdot (T_s + (Q_c/\pi f_c) + (1/f_c) + 3 \cdot 10^{-6})} \quad (6-62)$$



## 6.2.4 Validierung der Rückkopplungsschleifen des AFM in der Z-Richtung

Die Abb. 6-31 zeigt das Topographie -Bild für eine Kalibrierungsprobe (TGQ) mit der Struktur-Periode  $3\mu\text{m}$ , einer Höhe von  $20\text{ nm}$  und dem Scanbereich von  $3.5\mu\text{m}$ . Die Probe wurde mit einem Cantilever  $f_c = 50\text{ KHz}$  und  $Q_c = 100$  gescannt. Der Scanner hat eine Resonanzfrequenz  $f_s = 10\text{ KHz}$  und Resonanz/Antiresonanz bei  $1,5\text{ KHz}$ . Das Bild in der Abbildung wurde ohne Verwendung der Kompensatoren (Dämpfer)  $C_1(z)$  und  $C_2(z)$  mit der Geschwindigkeit  $20\text{ Line/s}$  gescannt. Von dem Profil in der Abb. 6-31 kann die Anstieg-Zeit  $t$  bestimmt werden,  $t = 5.6\text{ msec}$ . (Das entspricht einer Bandbreite des AM-AFM  $\frac{1}{t} = 178\text{ Hz}$  ( $B_{AFM}$ )).

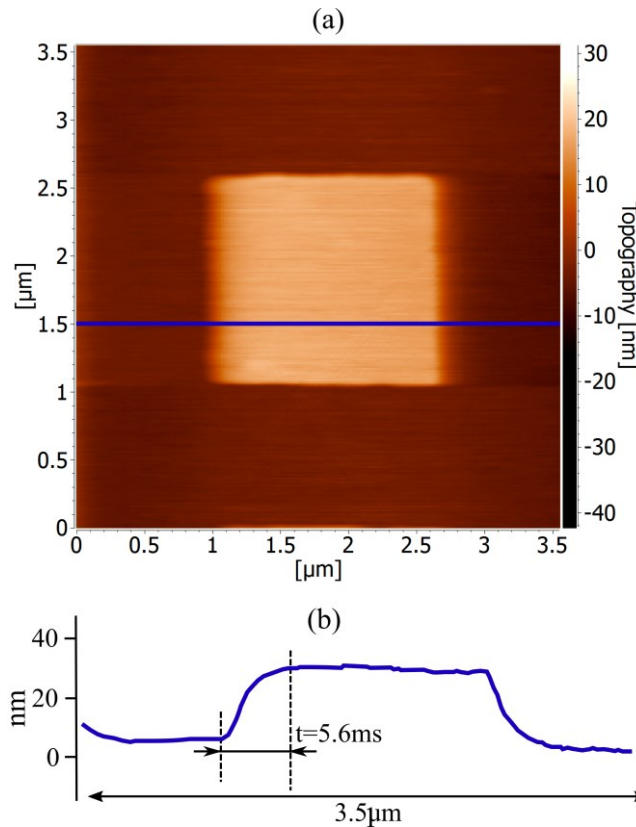


Abb. 6-31: (a) ist das AFM-Bild ohne Verwendung des Resonanz-Dämpfers, (b) ist das Profil. Die Scangeschwindigkeit ist  $20\text{ Zeilen/sec}$ .

In der Abb. 6-32 (a) wurde versucht, diese Zeit durch Erhöhung der PID-Parameter zu verringern. Wegen der Scanner-Resonanzen entstehen in diesem Bild Schwingungen. Aus dem Profil in der Abb. 6-32 (c) kann man leicht die Schwingungsfrequenz  $1,5\text{ KHz}$  erkennen.

Die Reaktionszeit des Cantilevers beträgt:

$$T_c = \frac{Q_c}{\pi f_c} \approx 0.64\text{ msec}$$

Die Detektionszeit des Lock-in-Verstärkers ist  $T_l = 1/f_c = 0.02\text{ msec}$ .

Die Verzögerungszeit der FPGA-Berechnung ist  $T_v = 3\mu\text{s}$ . Daher kann die Zeitkonstante der Z-Scanner-Rückkopplungsschleife wie folgt bestimmt werden:

$$T'_s = t - T_c - T_l - T_v \approx t - T_c = 5\text{ msec} \quad (6-63)$$

Die Bandbreite der Z-Scanner-Rückkopplungsschleife beträgt:  $B'_s = 1/T'_s = 200\text{Hz}$ .

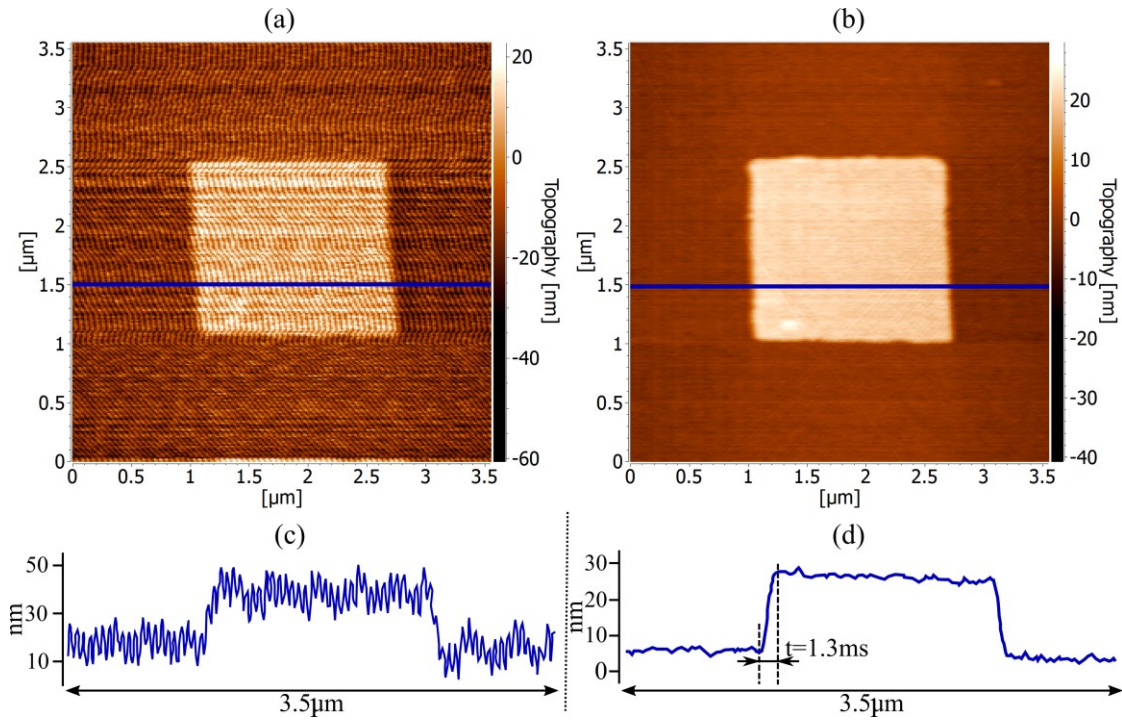


Abb. 6-32: (a) Schwingungen als Folge der Erhöhung der Integralverstärkung in einem Versuch zur Beschleunigung der AFM-Abbildung, (b) resultierendes Topographie-Bild durch Verwendung des Resonanz-Dämpfers. (c, d) Die Profile der Abbildungen in (a) und (b).

Um die Bandbreite der Z-Scanner-Rückkopplungsschleife zu erhöhen, müssen die Kompensatoren  $C_1(z)$  und/oder  $C_2(z)$  verwendet werden. Das Bild in der Abb. 6-32 (b) wurde mit der Geschwindigkeit 20 Line/s und mit Verwendung der Kompensatoren (Dämpfer)  $C_1(z)$  gescannt.  $C_1(z)$  wurde als ein Notchfilter mit der Zentrumsfrequenz 1.5 KHz konfiguriert. In diesem Bild sind keine Schwingungen zu erkennen. Von dem Profil in der Abb. 6-32 (d) kann die Anstieg-Zeit  $t$  bestimmt werden:  $t = 1.3 \text{ msec}$ . Das entspricht einer Bandbreite des AM-AFM  $\frac{1}{t} = 770\text{Hz}$  ( $B_{AFM}$ ). Die Zeitkonstante der Z-Scanner-Rückkopplungsschleife beträgt:

$$T_s = t - T_c - T_l - T_v \approx t - T_c \approx 0.7\text{msec} \quad (6-64)$$

Durch Verwendung der Dämpfer  $C_1(z)$  und  $C_2(z)$  wird die Bandbreite Z-Scanner-Rückkopplungsschleife ca. 7-mal vergrößert ( $T_s/T'_s$ ) und die Bandbreite der AFM-Schleife wird ca. 4-mal verbessert (770/178).

Durch die Gleichung (6-61) kann die maximale Scan-Geschwindigkeit  $v$  (Line/sec) berechnet werden:

$$v_{max} \left( \frac{\text{Line}}{s} \right) = \frac{B_{AFM}}{P \cdot (2K - 1)} = \frac{770}{1 \cdot (9 - 1)} \approx 85 \text{ Line/s} \quad (6-65)$$

Das AFM-Bild in der Abb. 6-33 wurde mit der Geschwindigkeit 80 Line/s gescannt. Die AFM-Bilder in Abb. 6-31 (20 Zeilen/sec, ohne Dämpfer) und Abb. 6-33 (80 Zeilen/sec, mit Dämpfer)

zeigen die gleiche Qualität. Das bedeutet, dass die Verwendung des Resonanz-Dämpfers  $C_1(z)$  die Geschwindigkeit um ein Vierfaches verbessert hat.

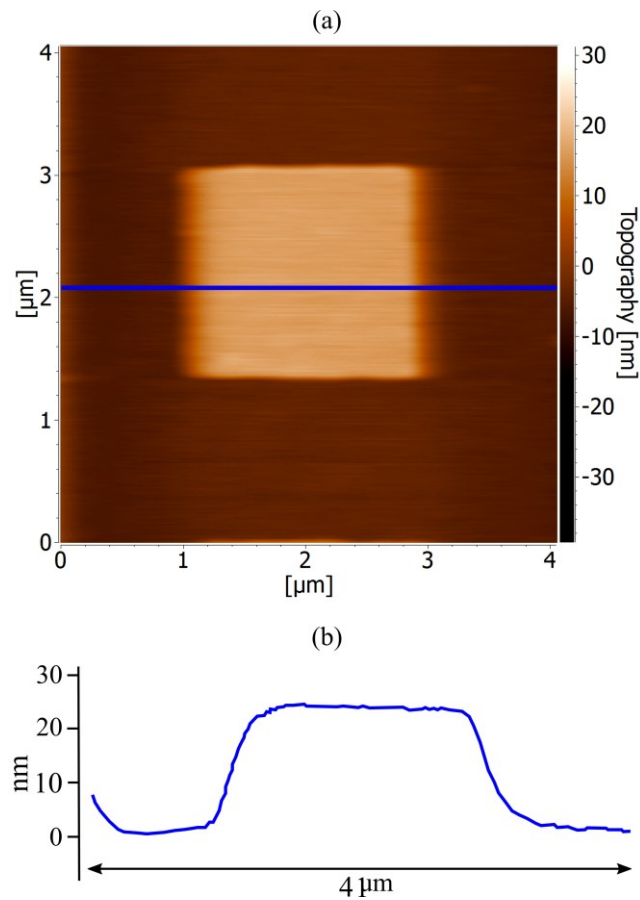


Abb. 6-33: Die maximale erreichbare Scangeschwindigkeit (80 Zeilen/sec) durch Verwendung des Resonanz-Dämpfers.

## 7 Regelung/Steuerung eines AFM-Systems mit Cantilever-Array

### 7.1 Regelung der Z-Richtung des AFM mittels TMA

Wie vorher erwähnt wurde, ist der aktive Cantilever mit integriertem Aktuator und Sensor in dieser Arbeit die Kernkomponente des AFM. Ein solcher Cantilever besitzt eine Bimorphstruktur, die durch Stapeln von Materialien mit unterschiedlichen Wärmeausdehnungskoeffizienten erreicht werden kann. Ein TMA (Thermomechanischer Aktuator) befindet sich auf der Oberseite des Cantilevers. Der durch den TMA fließende Strom erzeugt Wärme, die bewirkt, dass beide Materialien sich ausdehnen, wobei das bei dem einen stärker als beim anderen der Fall ist. Da die beiden Materialien miteinander verbunden sind, biegt sich der Cantilever in der vertikalen Richtung des Materials mit dem kleinen Wärmeausdehnungskoeffizienten. Die Cantilever-Biegung ist proportional zur Temperaturänderung, die proportional zu der elektrischen Verlustleistung in dem TMA ist.

Die statische Erregung des Cantilevers als Reaktion auf die angelegte Gleichstromleistung an den TMA kann für das Verfolgen der Oberflächentopographie verwendet werden. Darüber wird der Abstand zwischen dem Cantilever-Tip und der Oberfläche geregelt, so dass die Schwingungsamplitude des Cantilevers konstant bleibt.

Auf diese Weise ist es möglich, auf den Piezoaktuator in der Z-Richtung des AFM-Scanners zu verzichten.

Die angelegte Spannung auf dem TMA des Cantilevers hat zwei Komponenten: Gleichspannung (dc) und Wechselspannung (ac):

$$v(t) = V_{dc} + V_{ac}\sin(\omega t) \quad (7-1)$$

Die ac-Komponente wird benötigt, um den Cantilever mit ihrer Resonanzfrequenz anzutreiben, während die Gleichstromkomponente in der Z-Rückkopplungsschleife anstatt des Z-Piezo verwendet werden kann, um den Abstand zwischen der Spitze und der Probe konstant zu halten.

Die Auslenkung des Cantilevers verhält sich linear mit der Heizleistung, die quadratisch mit der Summe der angelegten elektrischen Spannung ist [78]:

$$p(t) = \frac{v(t)^2}{R_h} = \frac{1}{R_h} \left( 2V_{dc}V_{ac}\sin(\omega t) - \frac{V_{ac}^2}{2}\cos(2\omega t) + (V_{dc}^2 + \frac{V_{ac}^2}{2}) \right) \quad (7-2)$$

Wenn die Erregungsfrequenz der ac-Komponente die Frequenz  $\omega_0/2$  hat, kann die Auslenkung des Cantilevers wie folgt formuliert werden:

$$p(t) = \frac{1}{R_h} \left( 2V_{dc}V_{ac}\sin\left(\frac{\omega_0}{2}t\right) - \frac{V_{ac}^2}{2}\cos(\omega_0 t) + (V_{dc}^2 + \frac{V_{ac}^2}{2}) \right) \quad (7-3)$$

Dabei ist  $\omega_0$  die Resonanzfrequenz des Cantilevers.

An der Gleichung (7-3) kann man bemerken, dass der zweite Term ( $\frac{V_{ac}^2}{2}\cos(\omega_0 t)$ ) die Schwingung des Cantilevers mit seiner Resonanzfrequenz  $\omega_0$  repräsentiert. Die Schwingungsamplitude ( $\frac{V_{ac}^2}{2}$ ) ist unabhängig von der dc-Komponente ( $V_{dc}$ ) der TMA-Erregung, als Folge

davon kann die statische Erregung (dc-Komponente) des TMA für die Z-Achsenregelung des AFM verwendet werden.

Da die Resonanzfrequenz des Cantilevers  $\omega_0$  ist, kann die Auslenkung des Cantilevers bei der Frequenz  $\omega_0/2$  vernachlässigt werden. Die gesamte Auslenkung in  $\mu\text{m}$  wird wie folgt beschrieben:

$$b_s(t) = B_{dc} + \frac{B_{ac}}{2} + B_{ac} \cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (7-4)$$

Während des Scannens wird die Cantilever-Schwingung mit der Topographie der Oberfläche  $T(t)$  moduliert. Dadurch wird die unregelte Auslenkung des Cantilevers wie folgt beschrieben:

$$b_{s,open}(t) = B_{dc} + \frac{B_{ac}}{2} + B_{ac} \cos(\omega_0 t + \varphi) \cdot T(t) \quad (7-5)$$

$T(t)$  präsentiert die Topographie der gescannten Oberfläche.

Das Lock-In und die Z-Regelschleife haben die Aufgabe, das Topographie-Signal  $T(t)$  von einem hohen zu einem niedrigen Frequenz-Bereich zu übertragen:

$$b_{s,close}(t) = T(t) \cdot B_{dc} + \frac{B_{ac}}{2} + B_{ac} \cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (7-6)$$

$$b_{s,close}(t) = b_{dc}(t) + \frac{B_{ac}}{2} + B_{ac} \cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (7-7)$$

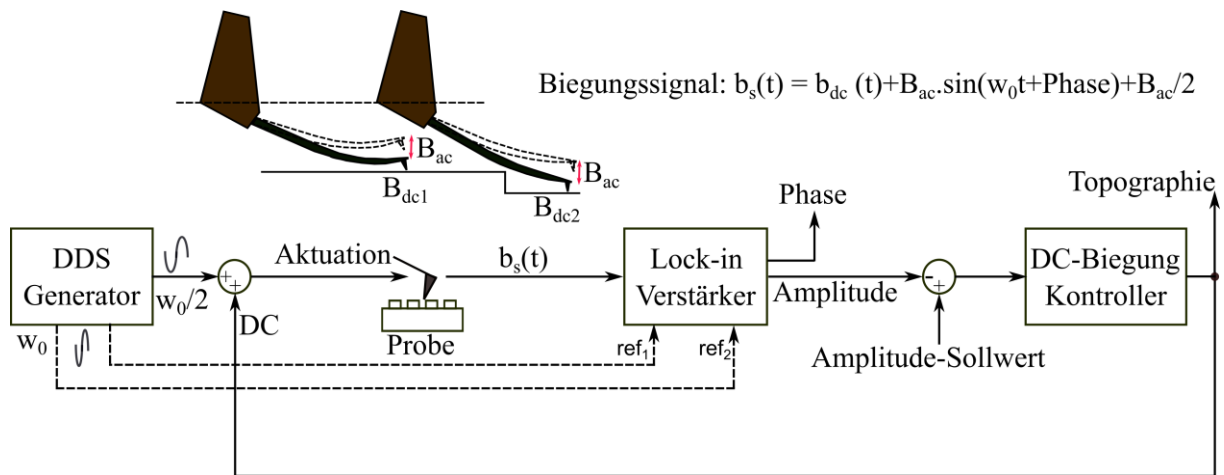


Abb. 7-1: AFM-Setup in Z-Richtung bei der Verwendung des TMA für das Topographie-Verfolgen.

Je größer der Absolut-Wert der dc-Erregung ist, desto größer wird wegen der Bimorphseigenschaft der Spitze-Oberfläche-Abstand. Daher muss die Regelabweichung als die Differenz zwischen Sollwert und Istwert der Cantilever-Amplitude ( $E = A_s - A$ ) definiert werden, damit die Z-Regelschleife richtig funktioniert. Da die Auslenkung des Cantilevers quadratisch mit der

angelegten DC-Spannung ist, muss diese Spannung (Regler-Ausgang) entweder nur im positiven oder nur im negativen Bereich bleiben. Die Bestimmung des Arbeitsbereichs kann durch die Verwendung eines digitalen einstellbaren Anti-Windup erzielt werden.

Die Abb. 7-1 zeigt das AFM-Setup in der Z-Richtung. Ein Direct Digital Synthesis (DDS) Generator generiert das ac-Teil des Erregungssignals mit der Frequenz  $\omega_0/2$ , wobei  $\omega_0$  die Resonanzfrequenz des Cantilevers ist. Dieser Teil wird dann mit der dc-Spannung (niedrige Frequenzen) summiert. Das AC-Signal der piezoresistiven Brücke des Cantilevers wird verstärkt und dann zu einem schnellen Lock-In Verstärker geführt. Die Referenzen des Lock-Ins werden durch den gleichen vorherigen DDS generiert. Der Biegungskontroller reagiert auf die Differenz zwischen der Ausgangsamplitude des Lock-Ins und einem vorher definierten Sollwert. Die Ausgangsspannung des Kontrollers wird als DC-Erregungsspannung (niedrige Frequenzen) verwendet.

Der DC-Biegung-Kontroller, der in FPGA implementiert wird, enthält einen PID-Regler, digitale Filterung, Anpassung der Abtastrate und Anti-Windup.

Die Abb. 7-2 zeigt ein Topographie-Bild einer Standard-Kalibrierungsprobe mit einem Pitch von  $3\text{ }\mu\text{m}$  und einer Stufenhöhe von  $20\text{ nm}$ . Das Bild wurde mit der Scangeschwindigkeit ist  $25\text{ Zeilen/s}$  und der Auflösung  $256 \times 256$  gescannt.

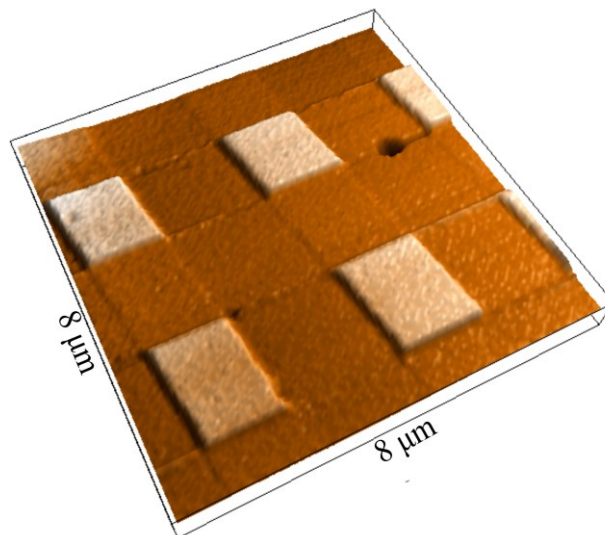


Abb. 7-2: Topographie-Bild einer Standard-Kalibrierungsprobe. Das Bild wurde mit einer Scangeschwindigkeit von  $25\text{ Zeilen/s}$  und der Auflösung  $256 \times 256$  gescannt. Für die Topographie-Verfolgung wurde kein Z-Piezoaktuator, sondern die DC-Erregung des Cantilevers verwendet.

Durch das Verzichten auf den Z-Piezoaktuator ist kein Hochspannungsverstärker in Z-Richtung mehr nötig, was bedeutet, dass die Rauschen-Quellen in dieser Richtung reduziert werden. Wie die Abb. 7-3 zeigt, ermöglicht die Verwendung der DC-Erregung des Cantilevers zur Verfolgung der Topographie der Oberfläche in Z-Richtung eine hohe Auflösung in dieser Richtung. Eine HOPG-Probe wurde dafür gescannt. Das Profil in der Abb. 7-3 (c) zeigt, dass eine einzige atomare Schicht ca.  $0.34\text{ nm}$  sichtbar ist. Das bedeutet, dass mit dieser Methode eine gute Auflösung in der Z-Richtung wie bei den herkömmlichen AFM-Technologien bekommen kann. Aber der Vorteil dieser Methode ist die Möglichkeit der Verwendung des Cantilever-Arrays zum parallelen Scannen der Oberfläche, wie im nächsten Abschnitt 7.2) erklärt wird.



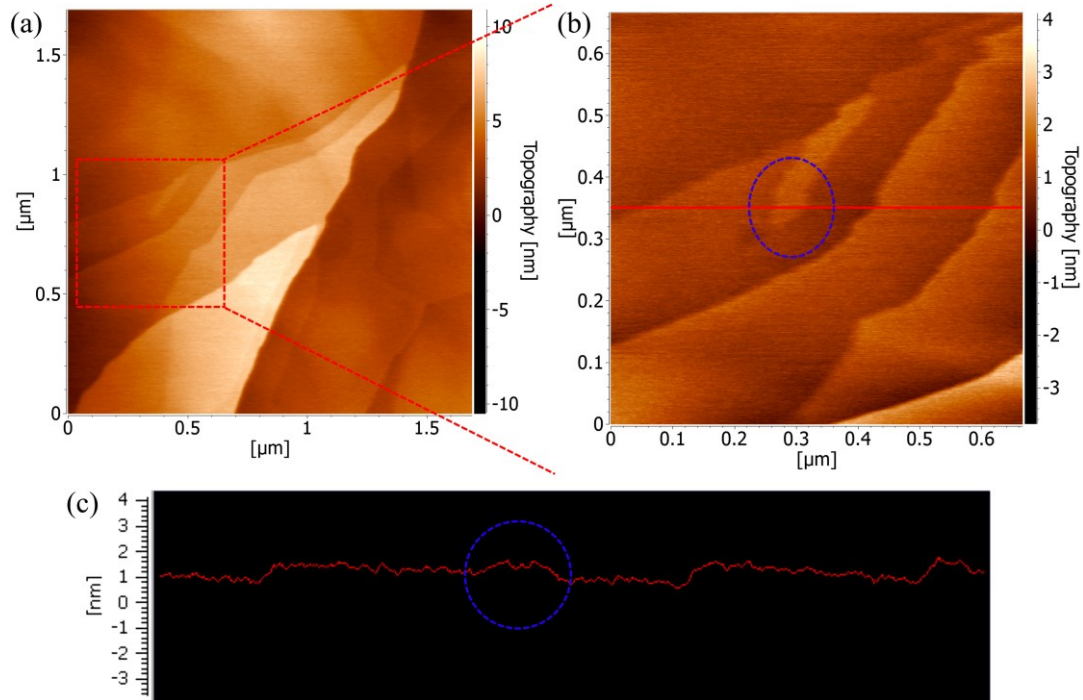


Abb. 7-3: HOPG-AFM-Bild. Die einzelnen Stufen von ca. 0.34 nm sind sichtbar.

## 7.2 Regelschleifen des AFM-Systems mit einem aktiven Cantilever-Array

Wie im letzten Abschnitt gezeigt wurde, ist es durch die Verwendung des aktiven Cantilevers mit integrierten TMA möglich, die Topographie der gescannten Oberfläche zu verfolgen. Das bedeutet, dass der Z-Piezoaktuator nicht mehr als ein Teil der Regelungsschleife in der Z-Richtung angesehen wird. Dadurch wird die Verwendung des Cantilever-Arrays zum parallelen Scannen der Oberfläche möglich. Das ist bei AFM-Systemen mit dem Piezoaktuator für Z-Regelung schwer oder unmöglich. Für solche Systeme ist ein Z-Piezoaktuator für jeden Cantilever nötig, was das AFM-System sehr komplex macht. Außerdem ist ein Abstand zwischen den Cantilevern des Arrays im  $\mu\text{m}$ -Bereich unmöglich.

Der integrierte Sensor erleichtert auch die Verwendung von Cantilever-Arrays. Die optische Detektion von vielen Cantilevern würde entweder viele Laser und Detektoren oder Multiplexen von einigen Lasern und Detektoren erfordern. Auf jedem Fall macht die erforderliche genaue Laser- und Detektor-Ausrichtung für jeden Cantilever diesen Ansatz schwierig. Aber integrierte piezoresistive Sensoren bleiben bequemer und brauchen weniger Platz.

Im Fachgebiet von Professor Ivo Rangelow wurde ein solcher Cantilever-Array entwickelt und hergestellt [87, 156-160]. Die Abb. 7-4 zeigt ein SEM-Bild des aktiven Cantilever-Arrays, das als „Quattro“-Array bezeichnet wird. Jeder Cantilever enthält einen thermomechanischen aktuator (TMA) und eine piezoresistive Bücke. Der Abstand zwischen den benachbarten Cantilevern beträgt  $125\mu\text{m}$ . Der thermomechanische Antrieb erlaubt, die einzelnen Cantilever

separat in statischen und dynamischen Moden zu treiben, was eine simultane Operation aller Cantilever im Array des AFM-Systems ermöglicht.

Die Abb. 7-5 zeigt die experimentellen vier Cantilever-Array-Setups. Der Halter wird direkt auf den XYZ-Piezo-Scanner montiert.

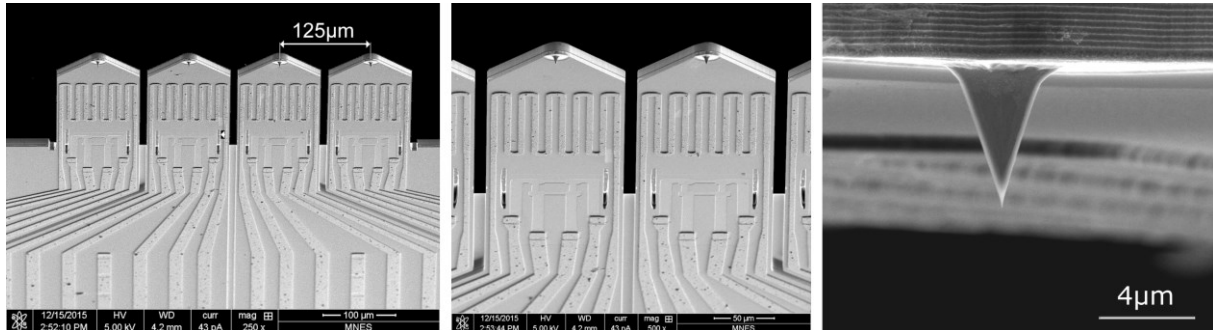


Abb. 7-4: SEM-Bild des aktiven Cantilever-Arrays [161].

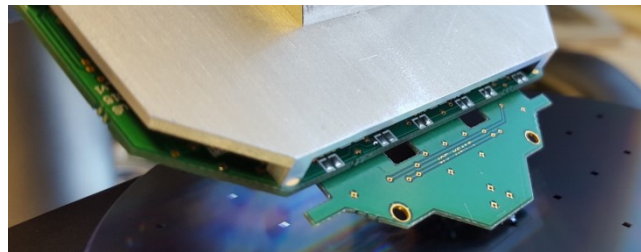


Abb. 7-5: Die experimentellen vier Cantilever-Array-Setups [161].

Im Folgenden wird die Funktionsweise der Rückkopplungsschleife in der Z-Richtung des AFM-Systems erläutert, die für die Steuerung eines Arrays mit vier parallelen aktiven Cantilevern verwendet wird. Das gleiche Prinzip, das im letzten Abschnitt verwendet wurde, kann für die Regelung des Cantilevers-Arrays erweitert werden.

Jeder Cantilever aus dem Array wird separat erregt, indem eine Spannung an seinem Aktuator angelegt wird. Das Erregersignal besteht aus einer statischen dc-Komponente und einer dynamischen ac-Komponente, wie im Abschnitt 7.1 dargestellt. AC-Komponente wird zur Erregung des Cantilevers mit ihrer Resonanzfrequenz verwendet, während die Gleichstromkomponente die Aufgabe hat, den Abstand zwischen der Spitze und der Probe konstant zu halten.

Das Schwingungssignal jedes Cantilevers bei seiner Resonanzfrequenz wird durch seine integrierte piezoresistive Brücke detektiert. Vier Lock-In-Verstärker werden verwendet, um die Schwingungsamplituden den Cantilever zu ermitteln. Diese Amplituden dienen als Z-Feedback-Signale, die durch Verwendung vier separater Z-Regler (ein Regler für jeden Cantilever) konstant bleiben müssen. Dieses Prinzip wurde durch die Rückkopplungsschleife, die identisch mit der verwendeten Schleife in Abschnitt 7.1 ist, realisiert. In der Abb. 7-6 wird diese Schleife als Rückkopplungsschleife bezeichnet.



Die maximale statische Auslenkung des Cantilevers befindet sich im  $\mu\text{m}$ -Bereich. Dies ist abhängig von der maximalen elektrischen Leistung, die auf den TMA angelegt werden darf.

Die Aufgabe der Z-Regelschleife ist nicht nur die Verfolgung der Oberflächentopographie, sondern auch die Kompensation der Störung, die durch die Umgebungstemperaturänderungen verursacht werden kann. Dazu muss die Regelschleife die Neigung kompensieren, die wegen der Nichtübereinstimmung der XY-Bewegungsebene des Scanners mit der  $X'Y'$ -Ebene der Probenoberfläche gegeben ist.

Je größer der Scanbereich ist, desto mehr Abstand muss in Z-Richtung wegen der Neigung kompensiert werden. Das bedeutet, dass ab einem bestimmten Scanbereich die maximale statische Biegung des Cantilevers nicht ausreichen wird. Dieses Problem wurde in den Publikationen [87, 162-163] nicht behandelt. In dieser Arbeit wird dieses Problem durch Ausnutzung des Scanners in der Z-Richtung beseitigt. Dafür kann eine zweite Regelschleife mit dem Z-Piezo-aktuator verwendet werden. In der Abb. 7-6 wird diese Schleife als Rückkopplungsschleife 2 bezeichnet. Bei einer nichtlinearen Strecke hängen die Regler-Parameter vom Arbeitspunkt (DC-Sollwert) ab. Bei der Änderung des Arbeitspunkts ändern sich die PID Parameter. Neigung, Drift und Störungen verursachen eine Änderung des Arbeitspunkts. Der andere Vorteil der zweiten Regelschleife ist, dass der Arbeitspunkt während des Scannens konstant bleibt. So bleiben die Regler-Parameter konstant.

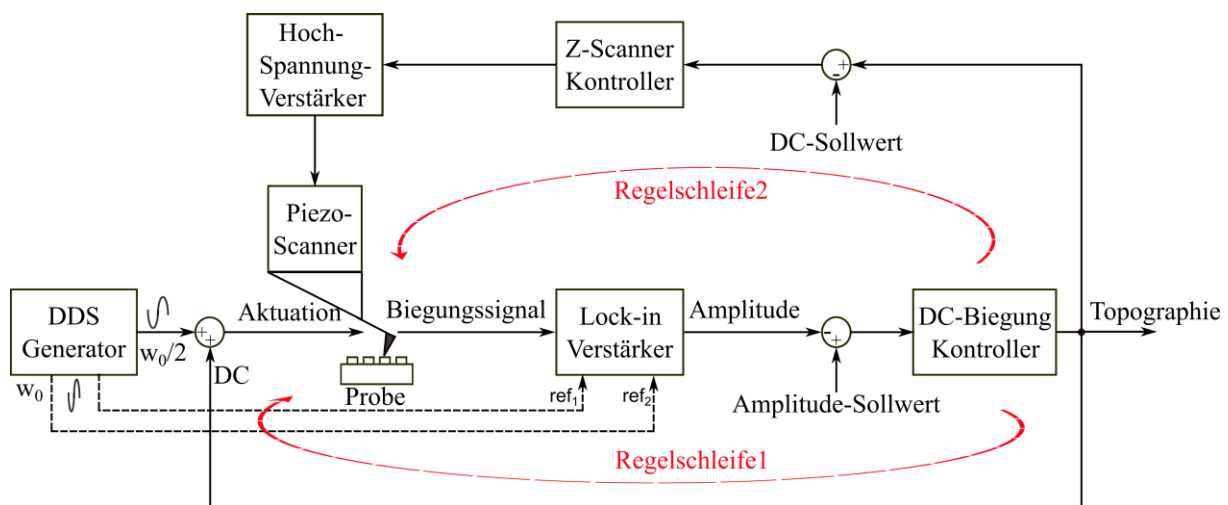


Abb. 7-6: Rückkopplungsschleifen in der Z-Richtung für das aktive Cantilever-Array [161].

Neigung, Drift und Temperaturstörung verursachen Änderungen in der Schwingungsamplitude des Cantilevers, diese Änderungen haben eine niedrige Frequenz. Aus diesem Grund braucht die zweite Regelschleife keine hohe Dynamik aufzuweisen. Daher ist es nicht erforderlich, dass der Scanner in Z-Richtung schnell ist.

Während die Regelschleife1 die Topographie verfolgt, bestimmt die zweite Regelschleife den Arbeitspunkt (Gleichspannungssollwert) für die erste Regelschleife und hält sie konstant.

Vier Regelschleifen des Regelschleife1-Typs wurden in FPGA implementiert, eine Schleife für jeden Cantilever, während das gesamte System einem gemeinsamen Regelschleife2-Typ dient.

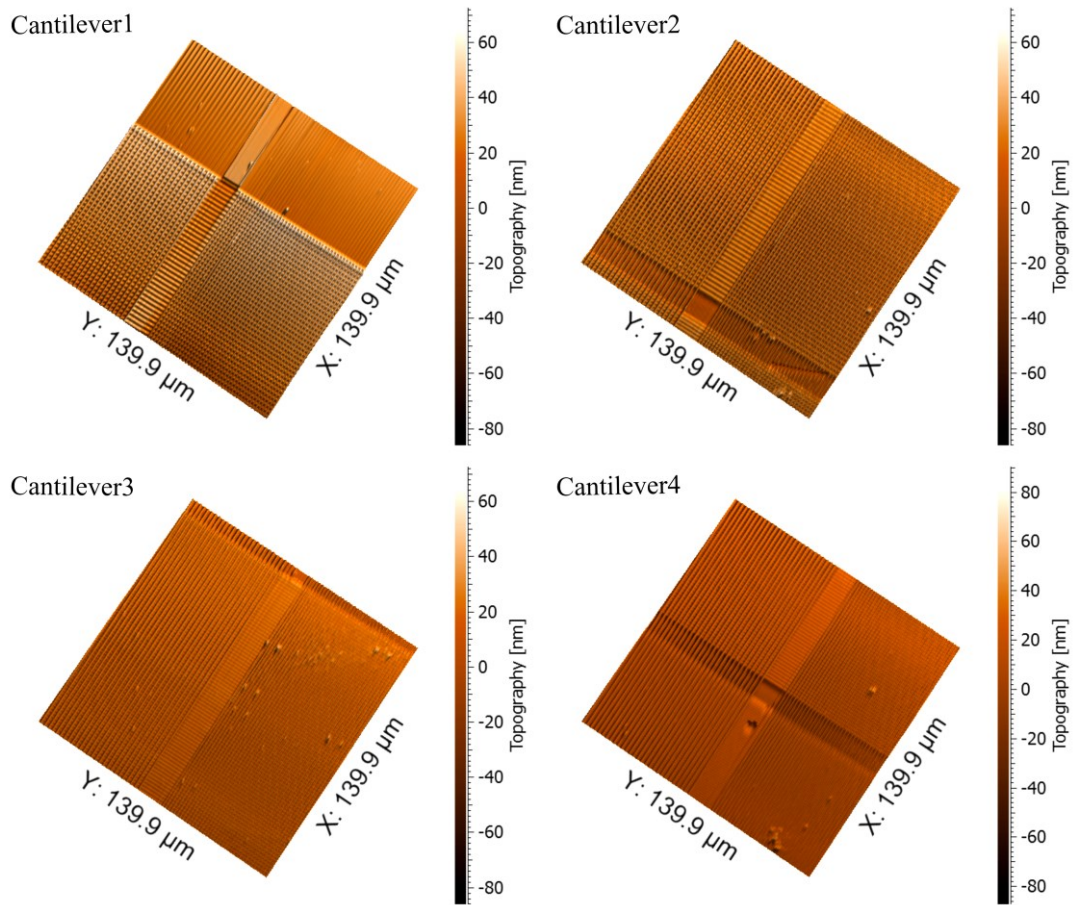


Abb. 7-7: Vier Topographie-Bilder, die gleichzeitig mit dem 4-Cantilever-AFM-System aufgenommen wurden.

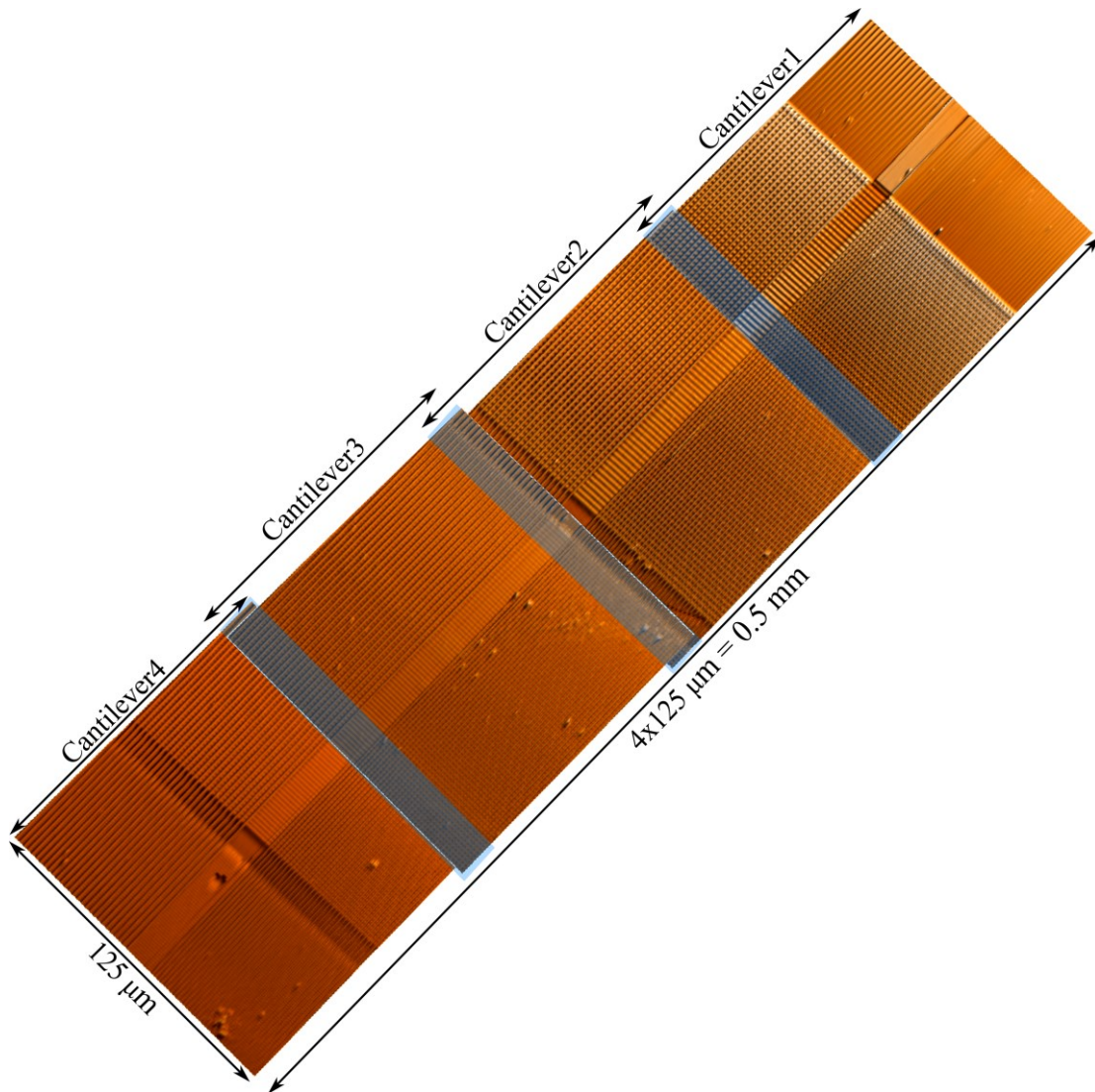


Abb. 7-8: Überlappung der Topographie-Bilder des aktiven Cantilever-Array.

Die Abb. 7-7 zeigt vier Topographie-Bilder, die gleichzeitig mit dem 4-Cantilever-AFM-System aufgenommen wurden. Das Scannen in XY-Ebene wurde mit einem Top-Scanner durchgeführt, der  $200 \times 200\ \mu\text{m}$  Scanbereich in X- & Y-Richtung und  $20\ \mu\text{m}$  in Z-Richtung hat, was eine vollständige Überlappung der einzelnen Scanfelder des Cantilevers ermöglicht. Der totale gescannte Bereich in der Abbildung ist  $(4 \times 140 = 520)\ \mu\text{m}$  in X-Richtung und  $140\ \mu\text{m}$  in Y-Richtung. Als effektive Scan-Geschwindigkeit wurden  $5,6\ \text{mm/s}$  erreicht. Da der Abstand zwischen jeweils zwei benachbarten Cantilevern  $125\ \mu\text{m}$  ist, entstehen 3 Überlappungsbereiche mit der Länge  $15\ \mu\text{m}$ , wie in der Abb. 7-8 gezeigt wird.

### 7.3 Kompensator für TMA des Cantilevers

Die Antwort an der Spitze des Cantilevers auf die angelegte Spannung an TMA kann im Zeit- oder Frequenz-Bereich untersucht werden. Die Abb. 7-9 (a) zeigt die angelegte rechteckförmige Spannung an das TMA des Cantilevers, während die Abb. 7-9 (b) die Auslenkung des Cantilevers zeigt, die mit dem Interferometer gemessen wurde. Die Reaktionszeit beträgt ca. 3.3 msec.

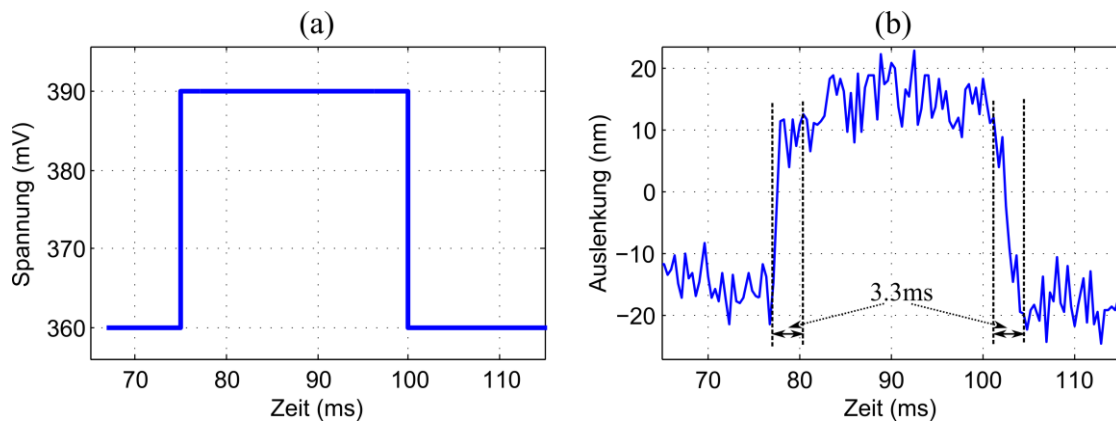


Abb. 7-9: Angelegte Spannung an das Heizelement (a), Auslenkung des Cantilevers (b). Das Messgerät ist ein Interferometer der SIOS GmbH, Deutschland. Die Reaktionszeit ist etwa 3.3 msec.

Das gleiche Ergebnis erhält man in dem Frequenzbereich; Die Abb. 7-10 zeigt den Frequenzgang des Cantilevers, die auch mit dem Interferometer gemessen wurde. Die Bandbreite ist 300 Hz. Diese relativ langsame Dynamik des Cantilevers-Biomorphes ist bei niedrigem Frequenzband ungeeignet für sehr schnelles Topographie-Tracking; daher wird ein Kompensator benötigt, um die Reaktion des Bimorphs zu beschleunigen.

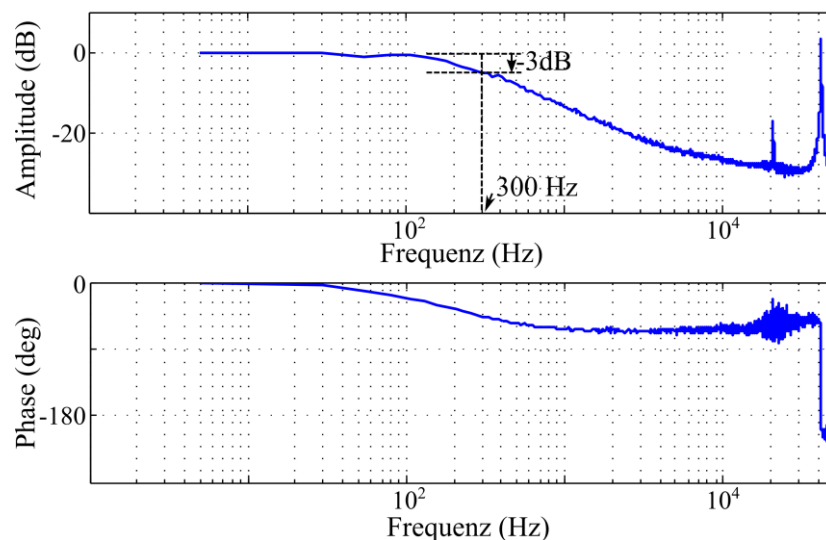


Abb. 7-10: Der gemessene Frequenzgang des Cantilevers. Das Messgerät ist ein Interferometer der SIOS GmbH, Deutschland.

Die Übertragungsfunktion des Cantilevers kann aus dem Frequenzgang unter Verwendung der Systemidentifikationstechniken erhalten werden. Die Abb. 7-11 zeigt die Simulation des Cantilever-Verhaltens im Frequenzbereich. Der Kompensator wird aus dem inversen Frequenzbereichsmodell entworfen.

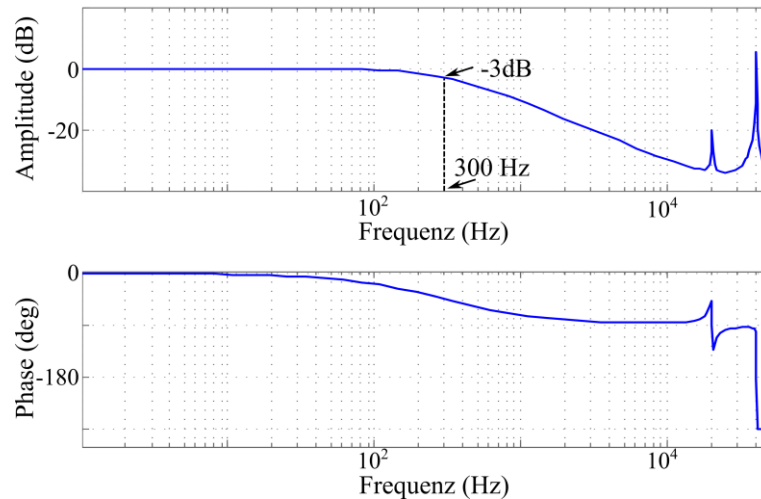


Abb. 7-11: Der simulierte Frequenzgang des Cantilevers.

### 7.3.1 Kompensator-Entwurf

Der Kompensator wird in der digitalen Domäne als digitales IIR-Filter betrachtet. Zuerst wird der Kompensator als zeitkontinuierliche Übertragungsfunktion mit spezifizierten Gain, Nullstellen und Polen im Laplace-Bereich entworfen. Die Abb. 7-12 zeigt die Position des Kompensators in der Z-Rückkopplungsschleife.

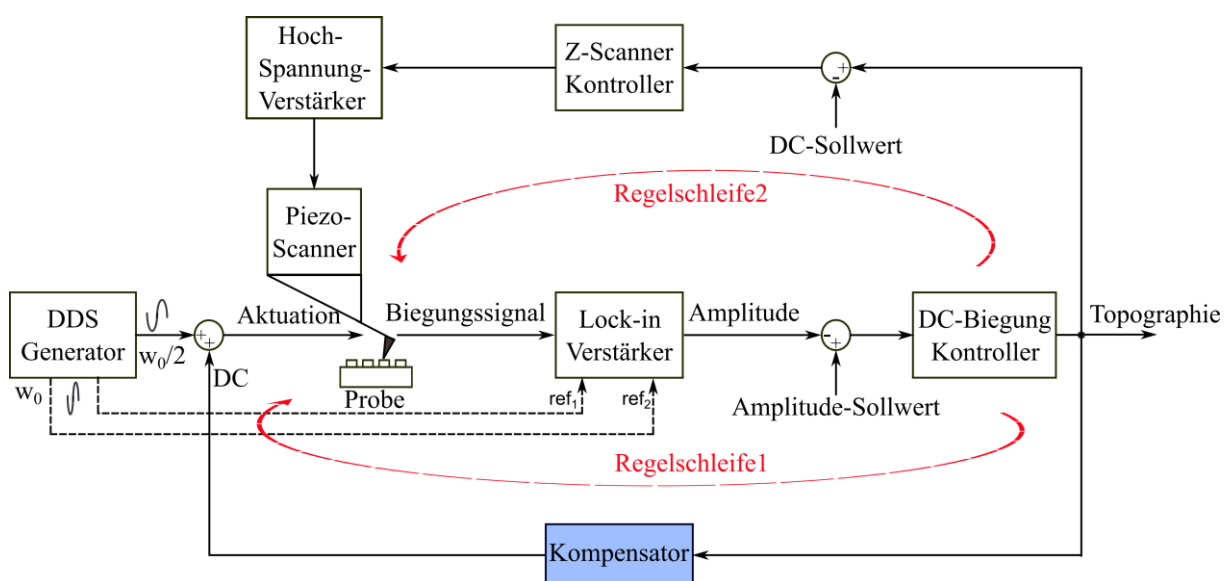


Abb. 7-12: Position des Kompensators bei der Verwendung des TMA für das Topographie-Verfolgen.



Um die diskreten Kompensationskoeffizienten zu bestimmen, muss die Übertragungsfunktion von der zeitkontinuierlichen zur zeitdiskreten Domäne (vom Laplace- zum Z-Bereich) transformiert werden. Von der **Abb. 7-10** kann die Übertragungsfunktion des Cantilevers im Laplace-Bereich hergeleitet und wie folgt definiert werden:

$$G_{ca} = K_{DC} \cdot \frac{\omega_l}{s + \omega_l} \cdot \frac{s^2 + \omega_0 \cdot s + \left(\frac{\omega_0}{2}\right)^2}{s^2 + \omega_0 \cdot d_1 \cdot s + \left(\frac{\omega_0}{2}\right)^2} \cdot \frac{\omega_0^2}{s^2 + \omega_0 \cdot d \cdot s + \omega_0^2} \quad (7-8)$$

(Der erste Term (blau) präsentiert das Verhalten des Cantilevers bei den quasistatischen Frequenzen).

$\omega_0 = 2\pi f_0$  : Resonanzfrequenz des Cantilevers,

$d_1$  : Dämpfung bei  $\omega_0/2$

$d$  : Dämpfung bei  $\omega_0$

$\omega_l$  : Bandbreite der niedrigen Frequenz.

$K_{DC}$  : DC-Verstärkung

Für den Entwurf des Kompensators wird das Verhalten des Cantilevers nur bei den quasistatischen Frequenzen berücksichtigt. Dieses Verhalten kann durch die folgende Übertragungsfunktion, welche den Dominant-Pol  $\omega_l$  hat, definiert werden:

$$G_L(s) = K_{DC} \cdot \frac{\omega_l}{s + \omega_l} \quad (7-9)$$

$$\omega_l = 2\pi f_l, f_l = 300 \text{ Hz}$$

Der Kompensator, der in dieser Arbeit entwickelt wird, hat die folgende Übertragungsfunktion im Laplace-Bereich:

$$G_{com}(s) = G_I(s) \cdot G_R(s) \cdot G_{LP}(s) \quad (7-10)$$

Die Funktion  $G_I(s)$  muss eine Nullstelle haben, um den dominanten Pol zu kompensieren. So kann diese Funktion wie folgt geschrieben werden:

$$G_I(s) = \frac{1}{G_L(s)} = \frac{s + \omega_L}{\omega_L} \quad (7-11)$$

$G_R(s)$  ist ein Tiefpassfilter, der verwendet wird, um die neue gewünschte Bandbreite des TMA zu bestimmen.  $G_{LP}(s)$  ist ein Tiefpassfilter mit der Aufgabe, die Frequenzen oberhalb der gewünschten Bandbreite zu dämpfen. Der gleiche Pol kann für beiden  $G_R(s)$  und  $G_{LP}(s)$  gewählt werden.

$$G_R(s) = G_{LP}(s) = \frac{s + \omega_R}{\omega_R} \quad (7-12)$$

Jetzt können wir die Übertragungsfunktion des Kompensators im Laplace-Bereich wie folgt schreiben:

$$G_{com}(s) = \frac{s + \omega_L}{\omega_L} \cdot \frac{\omega_R^2}{(s + \omega_R)^2} \quad (7-13)$$

Diese zeitkontinuierliche Übertragungsfunktion wird zu der zeitdiskreten Domäne (Z-Domäne) transformiert, um die diskreten Filterkoeffizienten zu bestimmen:

$$G_{com}(z) = K_{com} \cdot \frac{Z \cdot (1 - b) - a(1 - b)}{Z^2 - 2b \cdot Z + b^2} \quad (7-14)$$

$$G_{com}(z) = K_{com} \cdot \frac{(1 - b) \cdot Z^{-1} - a(1 - b) \cdot Z^{-2}}{1 - 2b \cdot Z^{-1} + b^2 \cdot Z^{-2}} \quad (7-15)$$

Wobei:

$$a = 1 - \omega_L \cdot T; \quad b = 1 - \omega_R \cdot T; \quad K_{com} = \frac{\omega_L}{\omega_R} = \frac{f_L}{f_R} \quad (7-16)$$

T ist die Abtastzeit.

Wir können jetzt die Differenzgleichung des Kompensators erhalten:

$$y_k = K_{com} \cdot [(1 - b) \cdot x_{k-1} - a \cdot (1 - b) \cdot x_{k-2}] + 2b \cdot y_{k-1} - b^2 \cdot y_{k-2} \quad (7-17)$$

Diese Gleichung kann in zwei Teile unterteilt werden, um die Implementierung in den FPGA zu erleichtern:

$$u_k = K_{com} \cdot (x_k - a \cdot x_{k-1}) + b \cdot u_{k-1} \quad (7-18)$$

$$y_k = (1 - b) \cdot u_{k-1} + b \cdot y_{k-1} \quad (7-19)$$

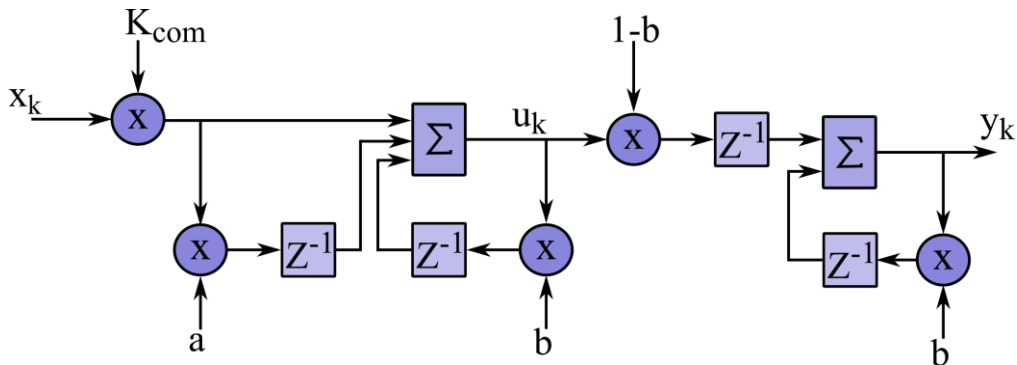


Abb. 7-13: Struktur des Kompensators.

Die Abb. 7-13 zeigt die einfache Struktur des Kompensators. Um das „Timing“-Verhalten des auf FPGA implementierten Modells zu optimieren, wird die gleiche Strategie wie beim Filter-Entwurf (Kapitel 3) verwendet.

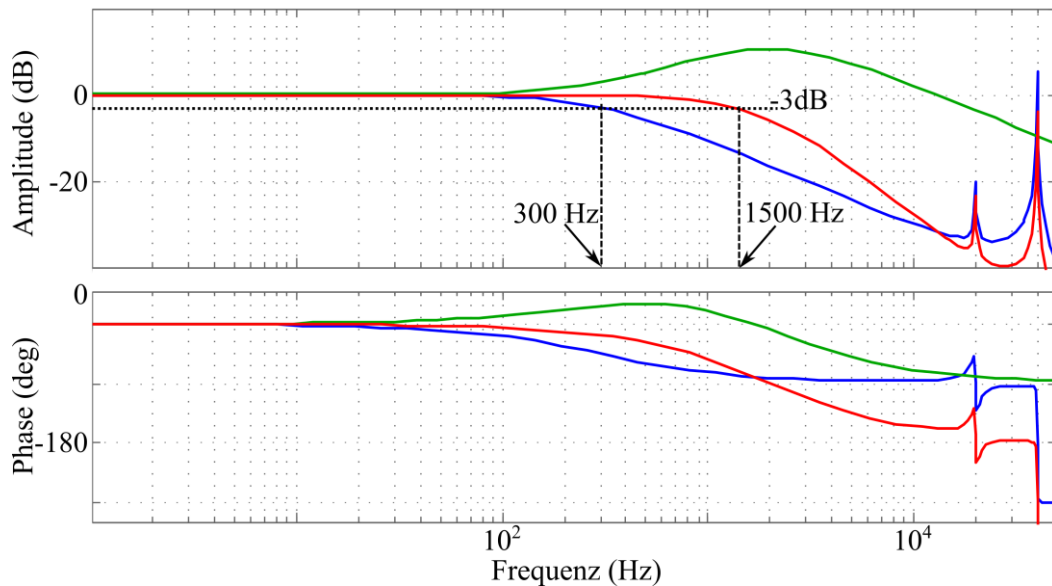


Abb. 7-14: Der Frequenzgang des Cantilevers (blau), der Frequenzgang des Kompensators (grün) und der Frequenzgang des kompensierten Cantilevers (rot).

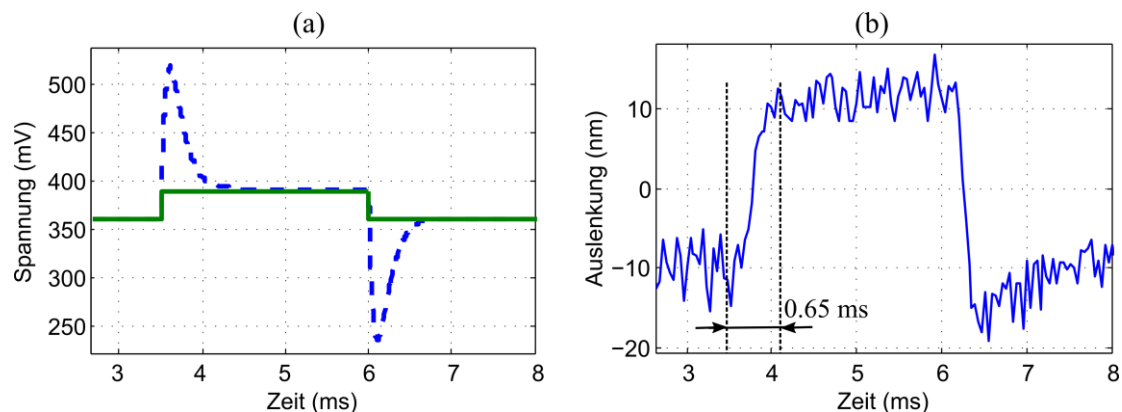


Abb. 7-15: (a): Ansteuerungsspannung (grün) und Ausgang des Kompensators (blau) (Angelegte Spannung an das Heizelement). (b): Auslenkung des Cantilevers. Das Messgerät ist ein Interferometer der SIOS GmbH, Deutschland. Die Reaktionszeit ist etwa 0,65 msec.

Die Abb. 7-14 zeigt das Verhalten des Cantilevers mit der Verwendung des Kompensators im Frequenzbereich. Die Bandbreite wird von 300 Hz (ohne Kompensator) zu 1500 Hz (mit dem Kompensator) erhöht. Die Abb. 7-15 zeigt das Verhalten des Cantilevers mit der Verwendung des Kompensators im Zeitbereich. In diesem Fall beträgt die Reaktionszeit des Cantilevers ca. 0,65 ms. Ohne die Verwendung des Kompensators (Abb. 7-9) ist die Reaktionszeit ca. 0,33 ms (5-fache Verbesserung).



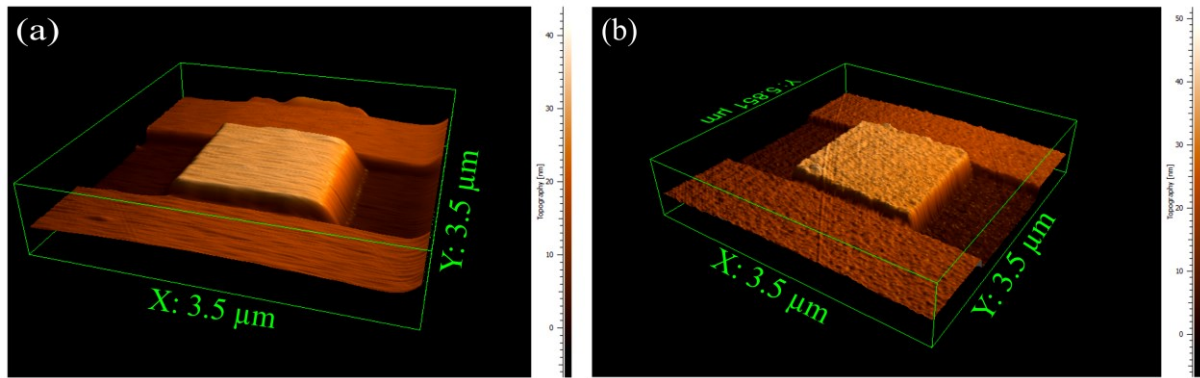


Abb. 7-16: Topographie-Bild einer Standard-Kalibrierungsprobe (20 nm Hoch); die Scangeschwindigkeit ist 30 Zeilen/s. (a): Ohne Kompensator, (b): Mit Kompensator.

Die **Abb. 7-16** zeigt ein Topographie-Bild einer Standard-Kalibrierungsprobe mit einem Pitch von 3  $\mu\text{m}$  und einer Stufenhöhe von 20 nm. Das Bild (a) wurde ohne Verwendung des Kompensators gescannt, während (b) mit Verwendung des Kompensators gescannt wurde. Die Scangeschwindigkeit ist 30 Zeilen/s.

Das Bild (b) zeigt bessere Stufenauflösung als das Bild (a), da der Kompensator die Bandbreite/ Reaktionszeit des Cantilevers ca. 5 fache erhöht/reduziert.

## 8 Adaptiver AFM Scan-Geschwindigkeits-Controller

Strukturen mit hohem Aspektverhältnis sind schwieriger zu folgen als jenen mit niedrigem Verhältnis. Dies ist hauptsächlich zurückzuführen auf das Sättigungsverhalten der Regelabweichung. Beim Scannen einer abfallenden Stufe z.B. befindet sich der Cantilever kurzzeitig in freier Schwingung. Die Schwingungsamplitude des Cantilevers erreicht die freischwingende Amplitude, wo keine Dämpfung durch die Oberfläche vorhanden ist. Ab diesem Punkt steigt die Amplitude nicht mehr an, und die Regelabweichung bleibt unabhängig von der Entfernung zur Probe konstant. Ausgestattet mit einem regulären PID-Regler braucht der Cantilever eine erhöhte Zeit, um sich wieder an die Probe anzunähern. Ein ähnliches Problem existiert, wenn der Cantilever auf eine steigende Kante trifft, wo die Amplitude vollkommen unterdrückt wird. In den Literaturen kann man zwei Techniken finden, die zur Behebung dieses Problems entwickelt wurden: Der dynamische PID-Regler [67] und der adaptive Q-Regler [68]. In beiden Methoden wurde nur die Situation der positiven Sättigung der Regelabweichung (Scannen einer abfallenden Stufe) behandelt.

Der dynamische PID-Regler [67] wurde so entwickelt, dass das Signal der Regelabweichung künstlich erhöht wird, wenn dieses einen Schwellwert übertritt. In solch einem Fall, der prinzipiell bedeutet, dass der Cantilever den Kontakt zur Oberfläche verliert, wird die Regelabweichung mit einer Konstanten multipliziert. Die unveränderten PID-Reglerparameter agieren nun auf einer erhöhten Regelabweichung, was sich in einer verstärkten Regelung ausdrückt. Dies ist gleichbedeutend mit der temporären direkten Erhöhung der Reglerparameter. In diesem Fall wird der Cantilever wieder schneller zurück zur Oberfläche gebracht. Jedoch ist die erhöhte Bandbreite anfällig für Regler-Instabilitäten. Daher hat diese Methode ein oberes Limit bezüglich der Geschwindigkeitserhöhung.

Eine weitere adaptive Methode ist der adaptive Q-Regler [68], wobei ein Schwellwert genutzt wird, um zwischen verschiedenen Q-Faktoren des Cantilevers umzuschalten. Eine Veränderung des Q-Faktors ist gleichbedeutend mit einer Veränderung der Bandbreite. Um den Kontakt im Fall von tiefen Gräben auf der Probe nicht zu verlieren, wird der Q-Faktor erhöht. Dies hat eine erhöhte Schwingungsamplitude des Cantilevers zur Folge, welche den Kontakt zur Probe beibehält. Der Nachteil liegt in der verminderten Bandbreite, die durch den erhöhten Q-Faktor entsteht. Zusätzlich kann ein hoher Q-Faktor zu Instabilitäten führen.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde eine neuartige adaptive Variante zur Erhöhung der Scan-Geschwindigkeit entwickelt. Diese Methode beeinflusst die lateralen Scanachsen basierend auf der Regelabweichung, die durch den Topographie-Feedback-Regler entsteht. Die Regelabweichung ist definiert als die Differenz zwischen Istwert und Sollwert der Cantilever-Amplitude. Statt die z-Verstärkungen zu erhöhen, stellen wir der Z-Achse mehr Zeit zur Verfügung, um sich an topographische Änderungen anzupassen. Dies wird erreicht durch die Verlangsamung der lateralen Scanachsen an Stellen mit großen topographischen Veränderungen. Hohe Regelabweichungen deuten auf ein suboptimales Nachfahrverhalten hin. Das bedeutet, dass der Cantilever nicht mit seinem gegebenen Sollwert betrieben wird. Daher wird die Geschwindigkeit in X und Y reduziert, wenn die Regelabweichung einen festgelegten Schwellwert überschreitet.

## 8.1 Problemstellung

Wie bereits erläutert, besteht ein Problem im AFM Nicht-Kontakt Modus beim Scannen der Oberflächen-Topographien mit hohem Aspekt-Verhältnis (größer als die Schwingungsamplitude des Cantilevers), was zu Sättigungen des Fehler-Signals führen kann. Abb. 8-1 zeigt ein solches Fehlersignal, wo eine scharf ansteigende/abfallende Stufe abgetastet wird. Dies kann im Folgenden in zwei Fälle unterteilt werden: einmal in eine scharf ansteigende Stufe und einmal in eine scharf abfallende Stufe.

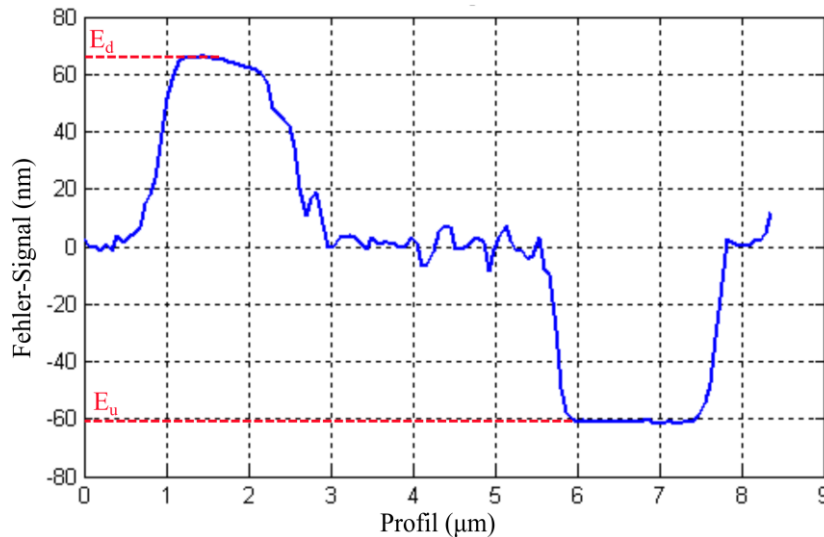


Abb. 8-1: Die Profile der Regelabweichung über eine Zeile stellt die negative und positive Sättigung dar (  $\pm 60 \text{ nm}$  )

### Fall 1:

Bei einer scharf abfallenden Stufe verliert der Cantilever schlagartig den Kontakt zur Oberfläche und die Sollwert-Schwingungsamplitude  $A$  nähert sich der freien Schwingungsamplitude  $A_f$ . Die freie Schwingungsamplitude ist definiert als die Amplitude des Cantilevers ohne Präsenz einer Probenoberfläche bei konstanter Anregung. Die Regelabweichung nähert sich einem konstanten Wert  $E_d$ .

$$E_d = A - A_s = A_f - A_s \quad (8-1)$$

wobei  $A_s$  die Sollwert-Amplitude repräsentiert. Sei ein  $A_s$  von 50 % der freien Schwingungsamplitude von  $A_f = 120 \text{ nm}$  angenommen, ergibt sich:

$$E_d = A_f - \frac{1}{2} A_f = 60 \text{ nm} \quad (8-2)$$

Die Regelabweichung bleibt konstant bei  $E_d$ , bis sich der Cantilever wieder (langsam) an die Probe annähert.

**Fall 2:**

Bei einer scharf ansteigenden Stufe schlägt der Cantilever gegen die Kante/Oberfläche und die Schwingungsamplitude wird sehr klein bzw. wird vollkommen unterdrückt. Im letzteren Fall ist der Wert der Regelabweichung zu folgendem Maximalwert  $E_u$  limitiert:

$$E_u = A - A_s = -A_s \quad (8-3)$$

Mit einer ähnlichen Annahme wie in Fall 1,  $A_s = \frac{1}{2}A_f$ , ergibt sich der Regelabweichungs-Sättigungswert zu

$$E_u = -\frac{1}{2}A_f = -60 \text{ nm} \quad (8-4)$$

Die Regelabweichung bleibt konstant beim Wert  $E_u$ , bis sich der Cantilever und die Probenoberfläche wieder langsam auf die gewünschte Distanz mit dem Sollwert  $A_s$  annähern. Die Zeiten für das Zurückkehren zum Sollwert sind in Fall 1 und Fall 2 vergleichbar.

Da die Stellgröße für den z-Piezo von der Regelabweichung abhängig ist, ist diese durch die Sättigung  $E_d$  und  $E_u$  begrenzt. In diesem Fall kann der Regler als Steuerung (offene Schleife ohne Rückführung) verstanden werden. Dieses Verhalten führt letztendlich zu der erhöhten Zeit, die der Regler braucht, um die Schwingungsamplitude wieder auf  $A_s$  zurückzubringen. Diese Zeit hängt von der Höhe der abfallenden oder steigenden Kante ab und erhöht sich mit höher werdendem Aspektverhältnis. Im Topographie-Bild der Probenoberfläche führt dies zu einer unscharfen und mit endlicher Steigung versehenen steigenden oder fallenden Kante, was schnelles Scannen verhindert. Folglich ist die Scangeschwindigkeit invers proportional zu der Höhe der Stufen auf der Probenoberfläche.

**8.2 Regler für dynamische Rastergeschwindigkeit**

In unserem Ansatz wird die Scangeschwindigkeit abhängig von der Topographie-Regelabweichung adaptiv angepasst [165]. Wir werden im weiteren Fortgang der Arbeit zeigen, dass diese adaptive laterale Rastergeschwindigkeit das Sättigungsproblem der Regelabweichung löst und weiterhin akkurate Topographie-Aufnahmen bei höheren Scangeschwindigkeiten erlaubt. Eine lokale Verringerung der Scangeschwindigkeit in X- und Y- Richtung erlaubt der Topographie-Regelung (Z-Richtung), sich korrekt an steigende und fallende Kanten von Strukturen auf der Probe anzupassen und führt daher zu korrekten AFM Bildern.

Der Regler für dynamische Scangeschwindigkeiten löst dieses Problem durch Anpassung der Scangeschwindigkeit, wenn nötig, gemäß der Regelabweichung  $E = A - A_s$ . Daher wird die Scanner-Frequenz – oder Scangeschwindigkeit – in X und Y verringert, wenn der Wert der Regelabweichung einen negativen Schwellwert  $E_{-s}$  unterschreitet oder einen positiven Schwellwert  $E_{+s}$  überschreitet. Dies verleiht der Regelschleife des Z-Piezoaktuators ausreichend Zeit, um sich an die variierenden Bedingungen von scharfen fallenden und steigenden

Kanten anzupassen, ohne die proportionalen und integralen Reglerparameter zu verändern bzw. zu erhöhen.

Die Scanrate  $V$  (Zeilen/Sekunde) ist folgendermaßen gegeben:

$$V = \begin{cases} k_d V_0 & \text{wenn } E \geq E_{+s} \\ k_u V_0 & \text{wenn } E \leq E_{-s} \\ V_0 & \text{wenn } E_{+s} > E > E_{-s} \end{cases} \quad (8-5)$$

Dabei ist  $V_0$  die durch den Nutzer angeforderte Nominal-Geschwindigkeit,  $k_d$  und  $k_u$  sind Koeffizienten  $<1$  und werden im Voraus gewählt.  $E_{+s}$  und  $E_{-s}$  stellen jeweils den positiven und negativen Schwellwert dar. Die Schwellwerte werden gemäß folgenden Kriterien ausgewählt:

$$0 < E_{+s} < E_d ; \quad 0 < E_{-s} < E_u \quad (8-6)$$

Die Rasterfrequenzen  $f_x$  in X-Richtung und  $f_y$  in Y-Richtung erhält man folgendermaßen:

$$f_x \sim V ; \quad f_y \sim \frac{V}{2(R-1)} \quad (8-7)$$

Dabei ist  $R$  die Auflösung des AFM-Bildes.  $V$  ist in der Einheit Zeilen/Sekunde, was direkt in eine Scan-Frequenz umgerechnet werden kann. Die Steuersignale für die lateralen Richtungen des Scanners  $f_{x,y}$  werden durch eine Direkte Digitale Synthese (DDS) im FPGA Controller erzeugt. Der Eingang der DDS-Generatoren ist die Phaseninkremente  $d\phi_{x,y}$ , die eine Funktion von Bit-Breite des Phasenakkumulators  $B$ , Taktfrequenz  $f_{clk}$  und  $f_{x,y}$  sind:

$$f_{x,y} = \frac{f_{clk} \cdot d\phi_{x,y}}{2^B} \rightarrow d\phi_{x,y} = \frac{2^B \cdot f_{x,y}}{f_{clk}} \quad (8-8)$$

Hierauf folgend wurde der Algorithmus im FPGA Controller implementiert (Abb. 8-2) und seine Effektivität in der Abb. 8-3 und im nächsten Abschnitt evaluiert. Der Scan-Geschwindigkeits-Regler verursacht eine nichtlineare Bewegung des Scanners in den beiden Richtungen. Damit keine räumliche Verzerrung im gespeicherten AFM-Bild erscheint, muss eine Anpassung zwischen den Koordinaten der Scanner-Bewegung und den Koordinaten der Bildpixel durchgeführt werden. Eine Anpassungsmethode, die auf der Normierung und Interpolation der Steuerungssignale basiert, wurde in FPGA implementiert.

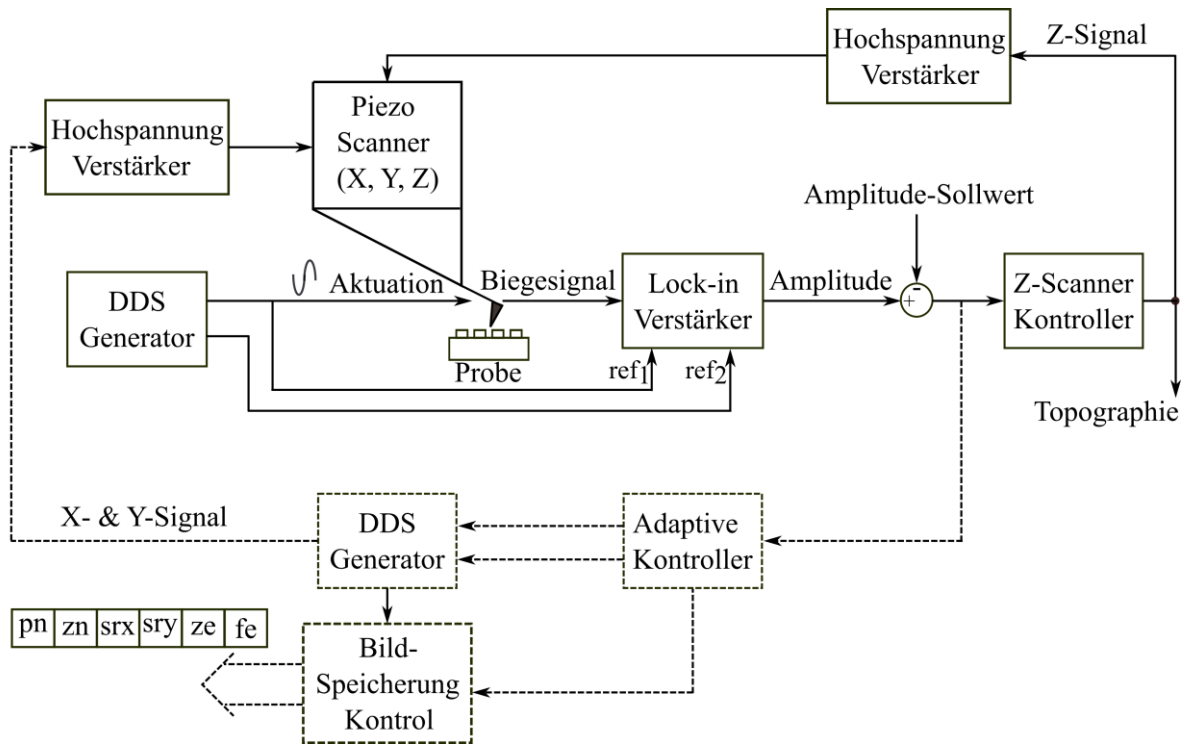


Abb. 8-2: AFM-Setup erweitert durch den adaptiven Regler, der durch die grauen und gestrichelten Linien angedeutet ist. Steuerungssignale der Bild-Speicherung: pn: Pixel-Nummer, zn: Zeilen-Nummer, srx: X-Scanrichtung, sry: Y-Scanrichtung, ze: Zeilenende, fe: Frame-Ende.

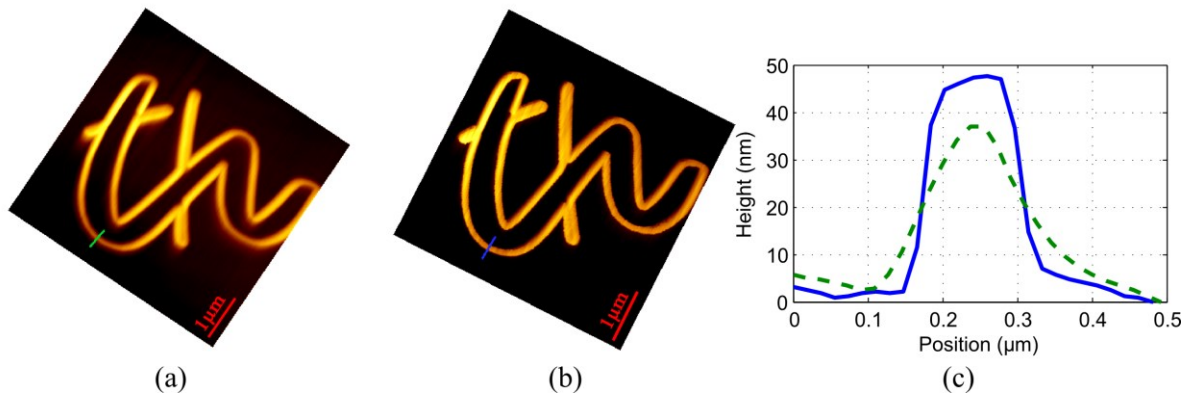


Abb. 8-3: Topographie-Bilder der SiO<sub>2</sub>-Struktur (50 nm hoch), mit (a) und ohne (b) der Verwendung des adaptiven Scangeschwindigkeitsreglers. Der Scan-Bereich ist 10 x 10 μm und die Scangeschwindigkeit beträgt 30 Zeilen/s. (c) zeigt die Profile zum Vergleich der beiden Fälle.

### 8.3 Validierungsexperimente des Adaptiver Controllers

In diesem Abschnitt werden die gescannten AFM-Bilder dargestellt, um die Wirksamkeit des adaptiven Reglers anzuzeigen. Abb. 8-4 vergleicht topographische Bilder, die mit einer Scangeschwindigkeit von 30 Zeilen/s erhalten wurden, unter drei verschiedenen Bedingungen. Die freie Amplitude wurde auf  $A_f = 120\text{nm}$  und einen Sollwert von  $A_s = 90\text{nm}$  festgesetzt. Die langsame Scanrichtung war in der vertikalen Bildrichtung. Eine Standard-Kalibrierungsprobe mit einem Pitch von  $10\mu\text{m}$  und einer Stufenhöhe von  $200\text{nm}$  wurde genutzt (Nanodevices Inc.).

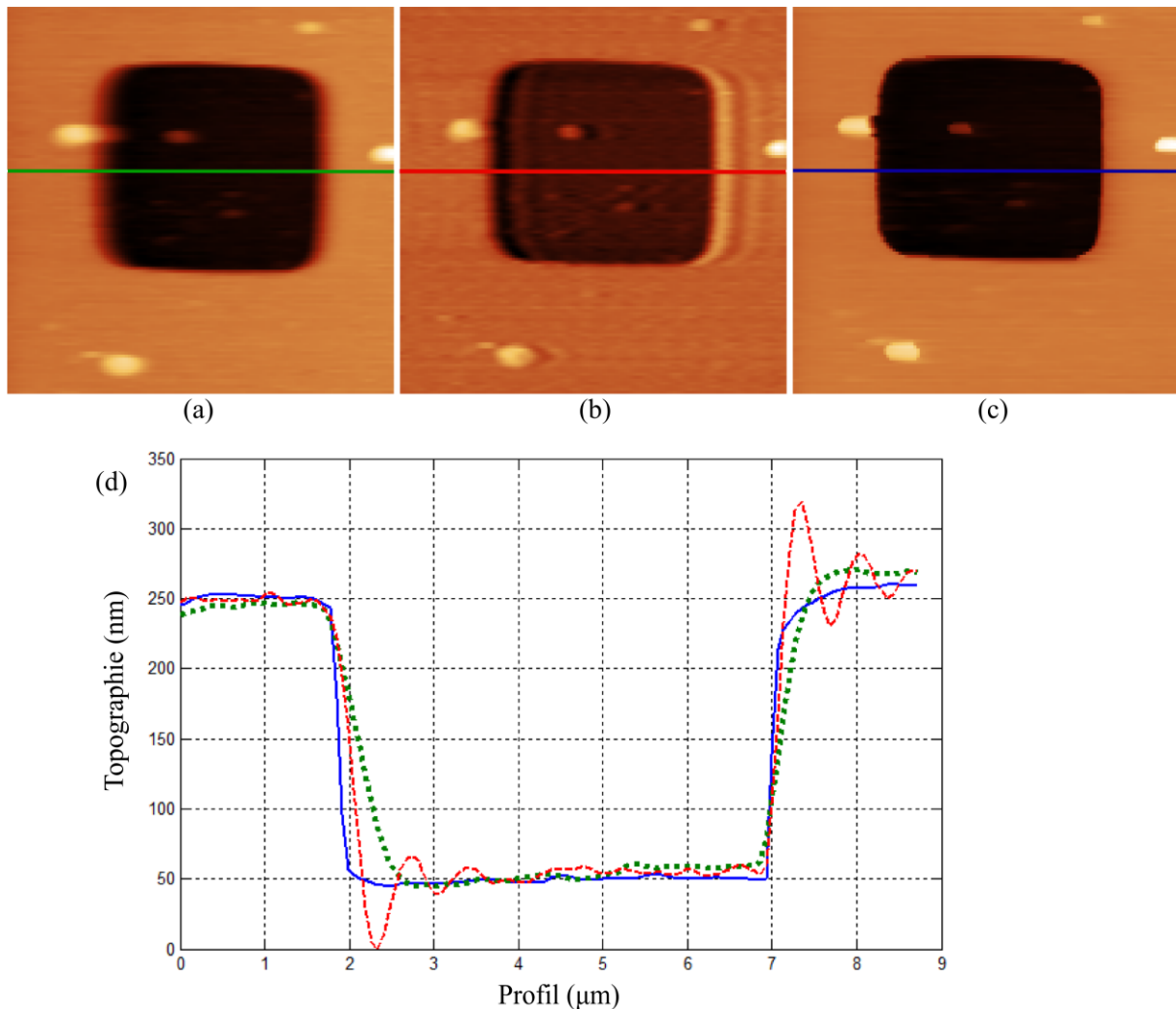


Abb. 8-4: (a) Topographie-Bild zeigt unscharfe Stufen wegen der Fehler-Sättigung, (b) Schwingungen als Folge der Erhöhung der Integralverstärkung in einem Versuch zur Beschleunigung der AFM-Abbildung, (c) resultierendes Topographie-Bild bei Verwendung des adaptiven Scangeschwindigkeits-Controllers. (d) Die Profile der Abbildungen in (a) bis (c): Die grün gestrichelte, die rot gestrichelte und die blaue Kurve bezeichnen jeweils die Teil-Abbildungen (a), (b) und (c), wobei die Positionen der Profile durch die Linien angezeigt werden. Die Scangeschwindigkeit betrug 30 Zeilen/s in allen Fällen.

Abb. 8-4 (a) zeigt ein gescanntes Bild ohne die adaptive Regelung und regelmäßige PID-Einstellungen, wo die unscharfen Stufen deutlich sichtbar sind. In Abb. 8-4 (b) wurde der Gain des PID-Reglers erhöht, was zu einer schnelleren Reaktion auf topografische Veränderungen führte. Jedoch treten Schwingungen infolge der reduzierten Phasen/Verstärkungsänderungen auf.

Abb. 8-4 (c) ist ein Bild, das unter Anwendung der Regelung für die adaptive, dynamische Scangeschwindigkeit und regelmäßige PID-Einstellungen aufgenommen wurde. Die Steigungen der Stufen wurden erheblich verbessert, wie die Profile in der Abb. 8-4 (d) zeigen. Die Profile sind durch die Linien in den Abb. 8-4 (a) bis (c) wiedergegeben.

Unter normalen Abbildungsbedingungen waren die Steigungen -0,29 und 0,37 jeweils für die abfallende und ansteigende Stufe (gestrichelte grüne Kurve in der Abb. 8-4 (d)). Die erhöhte Rückkopplungsverstärkung ergab Steigungen von -0,6 und 0,85 (gestrichelte rote Kurve). Der adaptive Regler erhöhte die Steigungen auf -1,3 und 1,4 (blaue Kurve). Also können die Gesamt-Scanfrequenzen  $f_x$  und  $f_y$  unter Verwendung des adaptiven Reglers viel höher festgelegt werden, weil die glatten Flächen schnell gescannt werden können. Da bei den verringerten Scanfrequenzen nur an den Kanten hohe Aspektverhältnisse auftreten, verringert sich die Bildaufnahme rate nicht wesentlich.

Abb. 8-5 zeigt zusätzliche Topographie-Bilder und Profile bei verschiedenen Scangeschwindigkeiten. Die Bilder in den Abb. 8-5 (a) und (b) wurden jeweils ohne und mit dem adaptiven Regler aufgenommen. Die Scangeschwindigkeit war 4 Zeilen/s und die PID-Einstellungen wurden nicht verändert. Die entsprechenden Querschnitte sind in Abb. 8-5 (c) gezeigt, wobei die gestrichelten grünen und blauen Kurven jeweils den Abbildungsbedingungen in den Abb. 8-5 (a) und (b) entsprechen. Die Steigungen der Features in der Abb. 8-5 (c) wurden auf -0,5 und 0,4 (gestrichelte grüne Kurve) für die abfallende Stufe und für die ansteigende Stufe auf -2,1 und 2,1 (blaue Kurve) verbessert.

Die Abbildungsbedingungen in den Abb. 8-5 (d), (g), (e) und (h) und die Profile in den Abb. 8-5 (f) und (i) sind äquivalent zu den Abb. 8-5 (a) bis (c), aber mit unterschiedlichen Erfassungsraten von 50 und 100 Zeilen/s, wie angegeben. Hier verbesserten sich jeweils die Steigungen in Abb. 8-5 (f) von -0,18 und 0,24 (gestrichelte grüne Kurve) für die abfallende und für die ansteigende Stufe auf -0,75 und 1,1 (blaue Kurve). Ebenso verbesserten sich die Steigungen der Features in Abb. 8-5 (i) jeweils von -0,06 und 0,18 zu -0,44 und 0,95. Vergleicht man beispielsweise die Abb. 8-5 (h) (adaptiver Regler, 100 Linien/s) mit der Abb. 8-5 (a) (normaler Regler, 4 Linien/s), kann festgestellt werden, dass die Steigungen für die abfallende Stufe ähnlich sind. Das zeigt an, dass die Abbildungsrate um das 25-fache beschleunigt werden kann, ohne die Stufenauflösung zu verlieren.



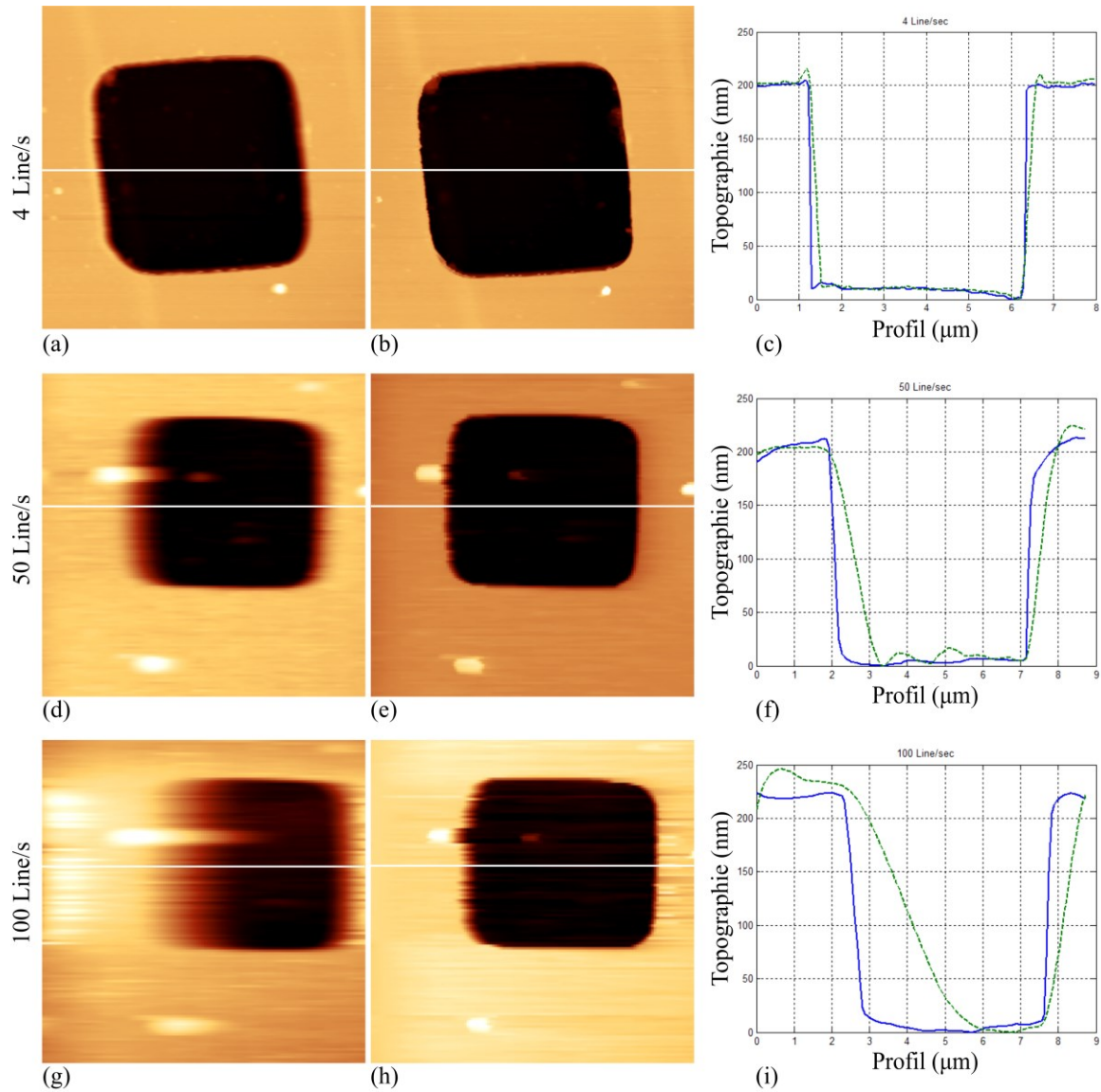


Abb. 8-5: (a), (d) und (g) sind Topographie-Bilder, die wegen der Fehler-Sättigung unscharfe Stufen zeigen, die Scangeschwindigkeit ist jeweils 4 Zeilen/s, 50 Zeilen/s und 100 Linien/s. (b), (e) und (h) sind Topographie-Bilder, die mit der Verwendung des adaptiven Geschwindigkeitsreglers aufgenommen wurden. (c), (f) und (i) sind die Profile, die gestrichelten grünen Kurven beziehen sich auf das normale Scannen und die blauen Kurven beziehen sich auf das Scannen mit dem Geschwindigkeitsregler.

Zusätzlich kann für das korrekte Abtasten der Oberfläche ein kleinerer Sollwert gewählt werden, wenn der adaptive Regler genutzt wird anstatt eines Standardreglers. Dies bedeutet, dass  $A_{set}$  näher zu  $A_f$  gesetzt werden kann, was sich in sanfteren auf die Probe angewandten Kräften auswirkt. Dies ist im Besonderen wichtig für weiche Proben wie z.B. biologische Strukturen. Das Abbilden mit kleineren Sollwerten verschlechtert das Sättigungsverhalten der Regelabweichung im Fall der abfallenden Stufe. Abb. 8-6 zeigt einen Vergleich zwischen den AFM-Aufnahmen mit regulärem Regler und adaptivem Regler. Kleine Sollwerte nahe der freien Schwingungsamplitude  $A_f$  wurden in beiden Fällen gewählt. In diesem Fall verbesserten sich die Steigungen von -0,05 / 0,18 auf -0,83 / 1,00.

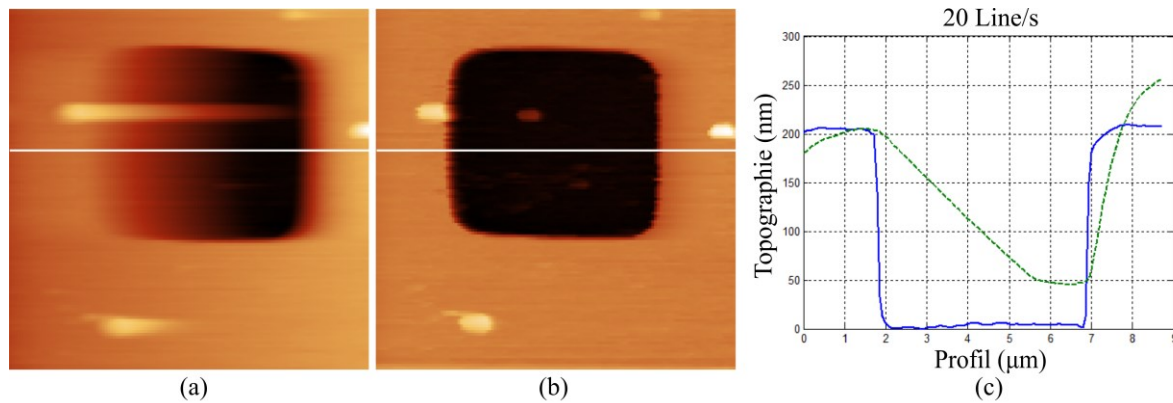


Abb. 8-6: (a) Soft Imaging ohne und (b) mit dem adaptiven Scan-Geschwindigkeitsregler; (c) ist die Profile, die gestrichelte grüne Kurve bezieht sich auf das normale Scannen und die blaue Kurve bezieht sich auf das adaptive Scannen. Die Scangeschwindigkeit beträgt 20 Zeilen/s.

Für einen besseren Vergleich zeigt die **Tabelle 8-1** eine Zusammenfassung der Steigungen und Verhältnisse im ganzen Text.

Scangeschwindigkeit (Zeilen/s)	Steigung (normaler Scannen)	Steigung (adaptiver Scannen)	Verbesserungs- verhältnis
4 (absteigend)	-0.5	-2.1	4.2
4 (ansteigend)	0.4	2.1	5.3
30 (absteigend)	-0.29	-1.3	4.5
30 (ansteigend)	0.37	1.4	3.8
50 (absteigend)	-0.18	-0.75	4.2
50 (ansteigend)	0.24	1.1	4.6
100 (absteigend)	-0.06	-0.44	7.3
100 (ansteigend)	0.18	0.95	5.3
20 (absteigend, GSW)	-0.05	-0.83	16.6
20 (ansteigend, GSW)	0.18	1.00	5.6

Tabelle 8-1: Zusammenfasst der unterschiedlichen Steigungen und der Verbesserungsverhältnisse. Der große Sollwert wird als GSW angezeigt.

## 9 Zusammenfassung

In dieser Arbeit wurden neue Techniken zur Steuerung und Regelung des kompletten AFM-Systems mit dem selbstaktuierten piezoresistiven Cantilever (aktiver Cantilever) entwickelt, wobei es das Ziel war, ein schnelles hochauflösendes und flexibles Amplitudenmodulation-AFM-System zu realisieren. Es folgt eine Zusammenfassung der Arbeit unter Hervorhebung der vom Autor erzielten Ergebnisse.

Eine Einführung in das AFM wurde in den Kapiteln 1 und 2 gegeben, wo einige seiner zahlreichen Anwendungen hervorgehoben und ein Überblick über das Funktionsprinzip gegeben wurden.

Die Klassifizierung des dynamischen AFM-Modus wurde beschrieben und es erfolgte eine Konzentration auf das am weitesten verbreitete AFM-Verfahren in der Luft, das Amplitudenmodulation-AFM, bei dem die Interaktion der Spitze mit der Probe relativ sanft ist und das beteiligte Probenvolumen in der Wechselwirkung zwischen Spitze und Probe stark reduziert wird. Zusätzlich dazu wurden die Geschwindigkeitsbegrenzungen dieses Modus diskutiert. Die Vorteile der Verwendung des selbstaktuierten piezoresistiven Cantilevers als Kraftdetektor gegenüber der optischen Detektion wurde erklärt. Des Weiteren wurden bestimmte wichtige Aspekte in Bezug auf die FPGA-Grundlagen und das Entwurf-Verfahren der Kontrollmodelle für das AFM-System auf FPGA erläutert. Während die traditionelle Implementierung von Steuerungs- und Regelungsalgorithmen für das AFM-System, die entweder PC-basiert oder DSP-basiert sind, nicht die Bedingungen der hohen Kontrollbandbreite für das schnelle AFM-System erfüllt, sind FPGA wegen ihrer Geschwindigkeit, ihrer Fähigkeit zur parallelen Datenverarbeitung und ihrer Entwicklungsflexibilität eine attraktive und bevorzugte Option für ein AFM-System mit hoher Performance.

Die digitalen *IIR-Filter* (sowie PID-Regler) mit hohem Durchsatz sind ein wichtiger Teil von allen implementierten Modellen. Deshalb wird in Kapitel 3 die Theorie, die Entwicklung mit neuen Strukturen und die Implementierungsmethode dieser Filter erläutert. Aufgrund der Entwurfs- und Implementierungsmethode sind keine Speicherung der Filter-Koeffizienten in einer Tabelle und keine Fremd-Software sowie Tools wie „*Matlab*“ zur Berechnung der Filter-Koeffizienten nötig.

Die Annäherung ist einer der wichtigsten Prozesse, die eine wichtige Rolle bei der Bestimmung der Geschwindigkeit des AFM-Systems spielt. Die schnelle Annäherung erhöht die Produktivität des AFM insbesondere bei industriellen Anwendungen, die eine Wiederholung des Annäherungsprozesses erfordern, wie im Fall von AFM-Abbildungen der Oberfläche an verschiedenen Stellen der Probe während der gleichen Sitzung (step and image).

In Kapitel 4 wurde die Entwicklung eines neuen Algorithmus für die automatische Annäherung in einer sehr schnellen und sicheren Art und Weise beschrieben. Dieses Verfahren basiert auf der Überwachung der Interaktion zwischen der Spitze des Cantilevers und der Probe während der Annäherung, um die Spitze-Oberfläche-Entfernung zu bestimmen.

Diese „Schnelle-Annäherung-Technologie“ ermöglicht eine Annäherung der Spitze in der Richtung der Probe innerhalb von ca. 7,6 Sekunden auf mehr als 2,5 mm Abstand zwischen Cantilever und Probe. Kein kommerzielles AFM-System kann eine solche Geschwindigkeit schaffen.

In Kapitel 5 wird die Steuerung/Regelung des AFM-Teilsystems in den lateralen (X & Y) Richtungen entwickelt. Neue Regelungsstrukturen wie Rückkoppelungsregelung (Feedback) und Vorwärtsregelung (Feedforward) auf Basis eines FPGA wurden untersucht, entworfen und implementiert, um die Auswirkungen der Hysterese und Vibrationen des Scanners in den lateralen (X & Y) Richtungen zu kompensieren. Für den Entwurf der Vorwärtsregelung wurde zuerst die Hysterese des piezoelektrischen Aktuators charakterisiert. Es wurde gezeigt, dass sich durch die Normierung der Hysterese-Kurven die Komplexität des Hysterese-Modells und dadurch des inversen Modells der Hysterese stark reduzieren lässt. Ein neues alternatives Verfahren zur Hysterese-Charakterisierung durch das AFM-Amplitudenbild ohne die Notwendigkeit zur Verwendung des Positionssensors wurde vorgeschlagen. Als Rückkoppelungsregelung wird ein digitaler PID-Regler verwendet. Schließlich wurden Experimente durchgeführt, um zu zeigen, dass die auf FPGA implementierten Algorithmen (Vorwärtsregelung und Rückkoppelungsregelung) die Hysterese der piezoelektrischen Aktoren eliminieren können.

Ein Vergleich zwischen Vorwärts- und Rückkoppelungsregelung wurde diskutiert und es wurden dazu auch Experimente unternommen. Die Vorwärtsregelung ist für ein AFM mit hoher Auflösung und schnellem Scannen geeignet, aber die Genauigkeit dieses Modus ist niedriger als bei der Rückkopplungsschleife.

Drei Methoden wurden entwickelt, um die Vibrationen, die der Scanner mit seiner Resonanzfrequenz in den lateralen Richtungen X und Y verursacht, zu unterdrücken: die Vorwärtsregelung und die Rückkoppelungsregelung sowie die Auswahl und Vorbearbeitung der Scan-Trajektorie.

Zuerst wurden die theoretischen Grundlagen dargestellt, die für das Verständnis und die Identifizierung des Scanner-Verhaltens und für den Entwurf der passenden Regelung benötigt werden. Dementsprechend wurde erläutert, wie ein Kompensator als Vorwärtsregelung zur Dämpfung der verschiedenen Schwingungen entworfen und im FPGA implementiert werden kann. In diesem Kapitel wurde auch die Möglichkeit zur Dämpfung der Vibrationen durch einen auf FPGA implementierten digitalen PID-Regler als Rückkoppelungsregelung gezeigt.

Die Scan-Trajektorie hat einen signifikanten Einfluss auf die Wahl der Steuerungsarchitektur, das Steuer Design und die erreichbare Scan-Geschwindigkeit.

Durch die Verwendung der „Input-Shaper“-Methode kann die Harmonischen, die identisch mit Resonanzfrequenzen des Scanners sind, von den Scan-Signalen (X&Y) entfernt werden, sodass keine Vibrationen beim schnellen Scannen erregt werden können. Die Verwendung eines einzigen Frequenzsignals (Sinus- und Spiral-Scannen-Methode) ermöglicht auch, den Scanner mit einer höheren Geschwindigkeit ohne Erregung seiner mechanischen Resonanz zu bewegen. Wichtiger Vorteil dieser Methode im Vergleich zur Input-Shaper-Methode ist, dass keine genaue Bestimmung der Resonanzfrequenz des Scanners nötig ist. Außerdem ist diese Methode nicht durch die Änderung der Resonanzfrequenz beeinflusst. Es ist jedoch notwendig, die Verzerrung der AFM-Bilder aufgrund der nicht-gleichförmigen räumlichen Abtastung zu kompensieren. Dieses Problem wurde durch die Verwendung der nichtlinearen Erfassung der AFM-Bildinformation gelöst. Das bedeutet, dass das Zeitintervall zwischen den erfassten Pixeln nicht konstant ist und entsprechend der aktuellen Position des Scanners bestimmt wird.

Es wurde experimentell gezeigt, dass in manchen Fällen die Rotation der Scanrichtungen, die auf FPGA implementiert wurde, einen relevanten Einfluss auf das erhaltene AFM-Bild und auf die erreichbare Scangeschwindigkeit ausüben kann.

In Kapitel 6 wurden die wichtigen digitalen Komponenten und die Steuerung/Regelung für das schnelle AFM-System in Z-Richtung entworfen, optimiert und auf FPGA implementiert. Der Durchsatz war in dieser Richtung 20 MHz.

Ein sehr schneller Lock-In, der die Amplitude und Phase der Cantilever-Schwingung in weniger als einer Periode dieser Schwingung erfassen kann, wurde entworfen, implementiert und validiert. Die Bandbreite des Lock-Ins ist 10 MHz (Messbereich: 1.9 Hz bis 10 MHz), und die Verzögerungszeit ist 1  $\mu$ sec. Das Verhalten des Lock-Ins bei der Detektion des selbst-aktuierten piezoresistiven Cantilevers wurde diskutiert und der Entwurf verbessert. Dazu wurde eine neue Struktur des Lock-Ins zur Behebung des „Cross-talk“-Effekts zwischen dem thermischen Aktuator und dem piezoresistiven Sensor auf der detektierten Amplitude entworfen und implementiert.

Die Rückkopplungsschleife des AM-AFM in Z-Richtung besteht aus zwei Regelschleifen:

- Die innere Schleife ist die Z-Scanner-Rückkopplungsschleife. Sie hat die Aufgabe, die Hysterese des Z-Piezoaktuators zu kompensieren und die unerwünschte Resonanz- und das Resonanz/Antiresonanz-Verhalten zu dämpfen. Dafür wurden wie beim XY-Teilsystem die Rückkopplungsregelung (PI-Regler) und die Vorwärtsregelung (Notchfilter zum Dämpfen des Resonanz-Verhaltens und der Notch/Peakfilter zum Kompensieren der Resonanz/Antiresonanz) verwendet.

- Die äußere Schleife hat die Aufgabe, die Amplitude der Cantilever-Schwingung während des Scannens konstant zu halten. Der Z-Abstand-Regler enthält den PI1 mit digitalem einstellbarem „anti-Windup“. Die erreichbare Bandbreite des PI-Reglers ist 10 MHz.

Im Abschnitt 6.2.3 wurde auch die theoretische Bestimmung der maximalen Scan-Geschwindigkeit diskutiert und durch ein Beispiel experimentell validiert. Dafür wurde die Ersatzübertragungsfunktion der geschlossenen AFM-Schleife in Z-Richtung festgestellt.

In Kapitel 7 wurde die Fähigkeit des aktiven Cantilevers gezeigt, die Topographie der gescannten Oberfläche mittels TMA zu verfolgen. Die Wechselstromkomponente des TMA wird benötigt, um den Cantilever mit ihrer Resonanzfrequenz anzutreiben, während die Gleichstromkomponente in der Z-Rückkopplungsschleife anstatt des Z-Piezo verwendet werden kann, um den Abstand zwischen der Spitze und der Probe konstant zu halten. Dadurch lässt sich ein „Z-Scanner-lose -AFM“ realisieren.

Dieses Prinzip wurde ausgenutzt, um ein AFM-System mit einem aktiven Cantilever-Array (4 Cantilever) zum parallelen Scannen einer großen Oberfläche (0.5mm x 0.2mm) zu entwickeln. Als effektive Scan-Geschwindigkeit wurden 5,6 mm/s erreicht. Die Steuerungs- und Regelungsalgorithmen für ein solches System wurden entworfen und auf FPGA implementiert, wobei die Auslenkung jedes Cantilevers unabhängig geregelt wurde.

In diesem Kapitel wurde ein Kompensator zur Beschleunigung der Reaktion des Cantilevers auf die DC-Erregung diskutiert, entworfen und implementiert. Dieser Kompensator wurde mit einem Cantilever verwendet und konnte die Bandbreite von 300 Hz auf 2000 Hz erhöhen.

Im Kapitel 8 haben wir eine alternative Herangehensweise – den adaptiven Scangeschwindigkeits-Regler – gezeigt, um die Abbildungsgeschwindigkeit von AFMs trotz der Beschränkungen der vertikalen Z-Achse zu erhöhen. Im Besonderen stellen steile Kanten oft nur einen Bruchteil des gesamten Scan-Bereiches dar. Daher kann der Großteil der Topographie mit hoher Geschwindigkeit abgebildet werden. Nur wenn der Wert der Regelabweichung einen gegebenen Schwellwert überschreitet, wird die Abbildungsgeschwindigkeit verringert. Dies gibt dem Z-Piezo mehr Zeit zur Minimierung der Regelabweichung. Diese Methode verhindert ebenfalls effektiv das Sättigungsproblem, bei dem der Regler eine erhöhte Zeit zur Erholung braucht.

Verglichen mit einem Standard-Regler ermöglicht der adaptive Regler eine deutlich höhere Stufenauflösung bei vergleichbaren Scanraten. Daher war das Scannen vier- bis sechsmal schneller bei gleicher Abbildungsqualität. Beim Scannen mit einem großen Sollwert (kleine Kraft) gab es sogar eine bis zu 17-fache Verbesserung. Im Allgemeinen kann die Standard-Abbildungsgeschwindigkeit erhöht werden, so dass die Scan-Rate bei Stellen mit kleinen topographischen Veränderungen vergrößert ist. Nur bei scharfen und hohen Kanten wird die Geschwindigkeit automatisch verringert. Daher muss kein Kompromiss im Sinne einer einzigen Scan-Geschwindigkeit über den gesamten Scanbereich gefunden werden und eine langsame, akkurate Abbildung an Kanten sowie schnelles Scannen an flachen Stellen können gleichzeitig berücksichtigt werden.

Die Entwicklung neuer Kontroll-Algorithmen und die Kombination der anderen Kontrolltechniken (wie z.B. Q-Kontroller) mit den Techniken, die in dieser Arbeit entwickelt wurden, werden eine wichtige Rolle bei den zukünftigen Verbesserungen des AFM-Systems in der „Geschwindigkeit-Auflösung-Ebene“ spielen.

Die Weiterentwicklung der AFM-Performanz erfordert eine Kombination von Bemühungen und Erfahrungen der Forscher in Physik, Materialwissenschaften, Maschinenbau, Informationstechnik, Elektrotechnik und Regelungstechnik.

## Literaturverzeichnis

- [1] B. Gerd, Q. Calvin und G. Christoph, „Atomic Force Microscope“, *Physical Review Letters*, 1986.
- [2] A. Janshoff und a. u., „Kraftspektroskopie an molekularen Systemen Einzelmolekülspektroskopie an Polymeren und Biomolekülen“, *Angewandte Chemie*, 2000.
- [3] J. Israelachvili, „Intermolecular and Surface Forces“, *Academic Press*, 1985.
- [4] H.-J. Butt, B. Cappella und M. Kappl, „Force measurements with the atomic: Technique, interpretation and applications“, *Surface Science Reports* 59 (2005), S. 1–152.
- [5] A. Yacoot und L. Koenders, „Aspects of scanning force microscope probes and their effects on dimensional measurements“, *Journal of Physics D: Applied Physics* 41, 2008.
- [6] S. Devasia, E. Eleftheriou und S. Moheimani, „A survey of control issues in nanopositioning“, *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, 2007.
- [7] A. Schirmeisen, B. Anczykowski und H. Fuchs, „Dynamic Modes of Atomic Force Microscopy“, *Springer Handbook of Nanotechnology*, 2007.
- [8] H. Hölscher, B. Gotsmann und A. Schirmeisen, „Dynamic force specspectroscopy using the frequency modulation technique with constant excitation“, *Physical Review*, 2003.
- [9] G. Meyer und N. M. Amer, „Simultaneous measurement of lateral and normal forces with an optical - beam - deflection atomic force microscope“, *Applied Physics Letters*, 1990.
- [10] L. Schermelleh, R. Heintzmann und H. Leonhardt, „A guide to super-resolution fluorescence“, *Journal of Cell Biology* 190, 2, 2010.
- [11] D. Czajkowsky und Z. Shao, „Submolecular resolution of single macromolecules with atomic force microscopy“, *FEBS Letters*, Volume 430, Issues 1–2, 23 June 1998.
- [12] H. G. Hansma und J. H. Hoh, „Biomolecular Imaging with the Atomic Force Microscope“, *Annual Review of Biophysics and Biomolecular Structure*, 1994.
- [13] M. B. Viani und u. a., „Fast imaging and fast force spectroscopy of single biopolymers with a new atomic force microscope designed for small cantilevers“, *Rev. Sci. Instrum.* 70 (1999) 4300-4303.
- [14] J. E. Sader und S. P. Jarvis, „Accurate formulas for interaction force and energy in frequency modulation force spectroscopy“, *Appl. Phys. Lett.*.
- [15] A. Yurtsever und u. a., „Force mapping on a partially H-covered Si(111)-(7×7) surface: Influence of tip and surface reactivity“, *PHYSICAL REVIEW*, 2013.

- [16] S. Naeem und u. a., „Revisiting atomic force microscopy force spectroscopy sensitivity for single molecule studies,“ *JOURNAL OF APPLIED PHYSICS*, 2008.
- [17] A. Karbach und D. Drechsler, „Atomic force microscopy: a powerful tool for industrial applications,“ *Surface and interface analysis*, 27(5-6):401–409, 1999.
- [18] Y. Seo und W. Jhe, „Atomic force microscopy and spectroscopy,“ *Reports on Progress in Physics*, 71, No. 016101. 2008.
- [19] D. Bachmann und C. Hierold, „Determination of pull-off forces of textured silicon surfaces by AFM force curve analysis,“ *Journal of Micromechanics & Microengineering*, 17, pp. 1326-1333. 2007.
- [20] S. E. Cross, Y. S. Jin, J. Y. Rao und J. K. Gimzewski, „Nanomechanical analysis of cells from cancer patients,“ *Nature Nanotechnology*, 2, pp. 780-783. 2007.
- [21] M. Z. Lu und u. a., „An atomic force microscope head designed for nanometrology,“ *Measurement Science & Technology*, 18, pp. 1735-1739. 2007.
- [22] F. J. Giessibl, „A direct method to calculate tip-sample forces from frequency shifts in frequency-modulation atomic force microscopy,“ *Applied*, 78, pp. 123-125. 2001.
- [23] B. Gotsmann und u. a., „Determination of tip-sample interaction forces from measured dynamic force spectroscopy curves,“ *Applied Surface Science*, 140, pp. 314-319. 1999.
- [24] B. Gotsmann und u. a., „Conservative and dissipative tip-sample interaction forces probed with dynamic AFM,“ *Physical Review*, B, 60, pp. 11051-11061. 1999.
- [25] S. P. Jarvis und u. a., „Direct mechanical measurement of interatomic potentials,“ *Nature*, 384, pp. 247-249. 1996.
- [26] P. Vettiger, G. Gross und u. a., „The "millipede" - nanotechnology entering data storage,“ *IEEE Transactions on Nanotechnology*, vol. 1, pp. 39-55, Mar. 2002.
- [27] X. Xie, H. Chung, C. Sow und A. Wee, „Nanoscale materials patterning and engineering by Atomic Force Microscopy nanolithography,“ *Materials Science & Engineering*, R, vol. 54, no. 1/2, pp. 1 { 48, 2006.
- [28] R. Szoszkiewicz, T. Okada und u. a., „High-speed, sub-15 nm feature size thermochemical nanolithography,“ *Nano Letters*, vol. 7, no. 4, pp. 1064{1069, 2007.
- [29] O. Custance, R. Perez und S. Morita, „Atomic force microscopy as a tool for atom manipulation,“ *Nature Nanotechnology*, vol. 4, no. 12, pp. 803 { 810, 2009.
- [30] D. Vallett, „Failure analysis requirements for nanoelectronics,“ *anotechnology, IEEE Transactions*, vol. 1, no. 3, pp. 117 { 121, sep 2002.



- [31] G. Borionetti, A. Bazzali und R. Orizio, „Atomic force microscopy: a powerful tool for surface defect and morphology inspection in semiconductor industry,“ *The European Physical Journal Applied Physics*, vol. 27, pp. 101-106, 2004.
- [32] T. Ando, „High-speed atomic force microscopy coming of age,“ *Nanotechnology*, 23 (2012) 062001 (27pp), 2012.
- [33] T. Ando und u. a., „A High-Speed Atomic Force Microscope for Studying Biological Macromolecules,“ *Proceedings of the National Academy of Sciences of the United States of America*, Vol. 98, No. 22. (Oct. 23, 2001), pp. 12468-12472, 2001.
- [34] T. Ando, T. Uchihashi und T. Fukuma, „High-speed Atomic Force Microscopy for Nano-visualization of Dynamic Biomolecular Processes,“ *Progress in Surface Science*, Progress in Surface Science 83:337-437 (2008).
- [35] M. Hofer, T. Ivanov und u. a., „Fabrication of self-actuated piezoresistive thermal probes,“ *Microelectronic Engineering*, Volume 145, 1. September 2015, Pages 32-37  
doi:10.1016/j.mee.2015.02.016.
- [36] T. Michels, E. Guliyev, M. Klukowski und I. W. Rangelow, „Micromachined self-actuated piezoresistive cantilever for high speed SPM,“ *Microelectronic Engineering*, Volume 97 (2012) Pages 265 - 268.
- [37] M. Hofer und I. W. Rangelow, „High-Speed Video Nano-Resonator,“ *GIT Labor-Fachzeitschrift 55. Jahrgang*, Juni 2011, S. 41 .
- [38] T. Sulchek und u. a., „High-speed tapping mode imaging with active q control for atomic force microscopy,“ *Applied Physics Letters*, 76(11):1473, 2000. doi: 10.1063/1.126071.
- [39] T. R. Rodriguez und R. Garcia, „Theory of q control in atomic force microscopy,“ *Applied Physics Letters*, 82(26):4821, 2003. doi:10.1063/1.1584790.
- [40] D. Ebeling und u. a., „Imaging of biomaterials in liquids: a comparison between conventional and q-controlled amplitude modulation (‘tapping mode’) atomic force microscopy,“ *Nanotechnology*, 17(7):S221-6, 2006. doi:10.1088/0957-4484/17/7/S20.
- [41] R. Proksch, „Multifrequency, repulsive-mode amplitude-modulated atomic force microscopy,“ *Applied Physics Letters*, 89(11):113121, 2006. doi:10.1063/1.2345593.
- [42] E. Guliyev, T. Michels, B. Volland, T. Ivanov, M. Hofer und I. W. Rangelow, „High speed quasi-monolithic silicon/piezostack SPM scanning stage,“ *Microelectronic Engineering*, Volume 98 (2012) Pages 520 - 523.
- [43] E. Guliyev, A. Ahmad und u. a., „Fast SPM Scanning Stage,“ in *ACTUATOR 2014, 14th International Conference on New Actuators*, Bremen, Germany, 23-25 June 2014, S. 589-592.
- [44] G. Schitter und u. a., „Design and Modeling of a High-Speed AFM-Scanner,“ *IEEE TRANSACTIONS ON CONTROL SYSTEMS TECHNOLOGY*, VOL. 15, NO. 5, SEPTEMBER 2007.

- [45] S. Kuiper , A. Fleming und G. Schitter, „Dual Actuation for High Speed Atomic Force Microscopy,“ *Preprints of the 5th IFAC Symposium on Mechatronic Systems, Marriott Boston Cambridge*, Cambridge, MA, USA, September 13-15, 2010.
- [46] I. S. Bozchalooi und u. a., „Compensator design for improved counterbalancing in high speed atomic force microscopy,“ *Rev Sci Instrum*, 2011 Nov; 82(11): 113712. doi: 10.1063/1.3663070.
- [47] G. Schitter und u. a., „A new control strategy for high-speed atomic force microscopy,“ *Nanotechnology*, Nanotechnology, Volume 15, Number 1 , 2003.
- [48] B. Bhikkaji, M. Ratnam, A. J. Fleming und S. Moheimani, „High performance control of piezoelectric tube scanners,“ *IEEE Transactions of Control Systems Technology*, 15:853–866, 2007.
- [49] D. A. Bristow, M. Tharayil und A. G. Alleyne, „A survey of iterative learning control,“ *Control Systems Magazine, IEEE*, 26(3):96–114, 2006.
- [50] J. A. Butterworth, L. Y. Pao und D. Y. Abramovitch, „A comparison of control architectures for atomic force microscopes,“ *Asian Journal of Control*, 11(2):175–181, 2009.
- [51] D. G. Cole und R. L. Clark, „Adaptive compensation of piezoelectric sensoriaactuators,“ *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 5:665–672, 1994.
- [52] S. Kuiper und G. Schitter, „Active damping of a piezoelectric tube scanner using self-sensing piezo actuation,“ *Mechatronics*, 20:656–665, 2010.
- [53] S. Kuiper und G. Schitter, „Improving the imaging speed of afm with modern control techniques,“ *Control Technologies for Emerging Micro and Nanoscale Systems*, 1:83–100, 2011.
- [54] K. K. Leang und S. Devasia, „Design of hysteresis-compensating iterative learning control for piezo-positioners: Applications to atomic force microscope,“ *Mechantronics*, 16:141–158, 2006.
- [55] C. Lee und S. M. Salapaka, „Fast imaging with alternative signal for dynamic atomic force microscopy,“ *Applied Physics Letters*, 97:133101, 2010.
- [56] J. J. Dosch, D. J. Inman und E. Garcia, „A self-sensing piezoelectric actuator for collocated control,“ *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 3:166–185, 1992.
- [57] S. Devasia, E. Eleftheriou und . S. Moheimani, „ A survey of control issues in nanopositioning,“ *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 15:802–823, 2007.
- [58] L. Picco und u. a., „Breaking the speed limit with atomic force microscopy,“ *Nanotechnology*, Volume 18, Number 4 .

- [59] Y. Wang und u. a., „Improving the scanning speed of atomic force microscopy at the scanning range of several tens of micrometers,“ *Ultramicroscopy*, Volume 124, January 2013, Pages 102–107.
- [60] H. Habibullah und u. a., „Phase-locked Loop-based Proportional Integral Control for Spiral Scanning in an Atomic Force Microscope,“ in *The International Federation of Automatic Control*, Cape Town, South Africa. August 24-29, 2014.
- [61] S. Hung und u. a., „Spiral scanning method for atomic force microscopy,“ *Journal of Nanoscience and Nanotechnology*, 10(7), 4511–4516.
- [62] I. A. Mahmood und u. a., „A New Scanning Method for Fast Atomic Force Microscopy,“ *IEEE Transactions on Nanotechnology*, Volume: 10, Issue: 2, March 2011 .
- [63] C. Kitchin und L. Counts, RMS to DC Conversion Application Guide, 2nd ed, Analog Devices, Inc., 1986.
- [64] J. Kokavecz und u. a., „Novel amplitude and frequency demodulation algorithm for a virtual dynamic atomic force microscope,“ *Nanotechnology*, 17, S173, 2006.
- [65] K. S. Karvinen und O. R. Moheimani, „A high-bandwidth amplitude estimation technique for dynamic mode atomic force microscopy,“ *REVIEW OF SCIENTIFIC INSTRUMENTS*, 85, 023707, 2014.
- [66] D. Y. Abramovitch, „Low Latency Demodulation for Atomic Force Microscopes, Part I Efficient Real-Time Integration,“ *2011 American Control Conference*, June 29 - July 01, 2011.
- [67] N. Kodera , M. Sakashita und T. Ando, „Dynamic proportional-integral-differential controller for high-speed atomic force microscopy,“ *Rev. Sci. Instrum.*, 77, 083704 (2006).
- [68] I. Gunev, . A. Varol, S. Karaman und C. Basdogan, „Adaptive Q-control for Tapping-mode Nano Scanning Using a Piezo-actuated Bimorph Probe,“ *Rev. Sci. Instrum.*, 78, 043707 (2007).
- [69] A. Gannepalli, A. Sebastian und u. a., „Thermal noise response based static non-contact atomic force microscopy,“ *NSTI-Nanotech*, vol. 3 pp. 159-162, 2004.
- [70] P. Eaton und P. West, „Atomic Force Microscopy,“ March 2010, ISBN: 9780199570454.
- [71] B. Bhushan und O. Marti, „Scanning Probe Microscopy Principle of Operation, Instrumentation, and Probes,“ *Springer Handbook of Nanotechnology*, 2007.
- [72] R. García und R. Pérez, „Dynamic atomic force microscopy methods,“ *Surface Science Reports*, 2002.
- [73] B. Anczykowski und u. a., „Analysis of the interaction mechanisms in dynamic mode SFM by means of experimental data and computer simulation,“ *Applied Physics A: Materials Science & Processing*, 1998.

- [74] T. R. Albrecht und u. a., „Frequency modulation detection using high-Q cantilevers for enhanced force microscope sensitivity“, *Journal of Applied Physics*, 1991.
- [75] B. Anczykowski, H. Krüger und H. Fuchs, „Cantilever dynamics in quasinoncontact force microscopy: Spectroscopic aspects“, *Physical Review*, 1996.
- [76] G. Meyer und N. Amer, „Erratum: Novel optical approach to atomic force microscopy“, *Appl. Phys. Lett.*, 53,1045 (1988).
- [77] M. Kaestner, T. Ivanov, A. Schuh, A. Ahmad und u. a., „Scanning probes in nanostructure fabrication“, *J. Vac. Sci. Technol.*, B 32, 06F101 (2014).
- [78] R. Pedrak, T. Ivanov, K. Ivanova, T. Gotszalk, N. Abedinov, I. W. Rangelow und u. a., „Micromachined atomic force microscopy sensor with integrated piezoresistive sensor and thermal bimorph actuator for high-speed tapping-mode atomic force microscopy phase-imaging in higher eigenmodes“, *J. Vac. Sci. Technol.*, B 21, 3102 (2003).
- [79] T. Gotszalk, D. Kopiec, A. Sierakowski, P. Janus, p. Grabiec und I. W. Rangelow, „Shear force microscopy using piezoresistive cantilevers in surface metrology“, *Proc. SPIE*, 9236, 92360A (2014).
- [80] I. W. Rangelow, „Scanning proximity probes for nanoscience and nanofabrication“, *Microelectron. Eng.*, 83, 1449-1455 (2006).
- [81] R. Linnemann, T. Gotszalk, I. W. Rangelow und u. a., „Atomic force microscopy and lateral force microscopy using piezoresistive cantilevers“, *J. Vac. Sci. Technol.*, B 14(2), 856-860 (1996).
- [82] T. Angelov, D. Roeser, T. Ivanov, S. Gutschmidt, T. Sattel und I. W. Rangelow, „Thermo-mechanical transduction suitable for high-speed scanning probe imaging and lithography“, *Microelectronic Engineering*, 154 (2016) 1–7.
- [83] M. Despont, H. Takahashi, S. Ichihara, Y. Shirakawa und u. a., IEEE Micro Electro Mechanical Systems Conference, Miyazaki, Japan, Jan. 23–27, p. 126. (MEMS2000).
- [84] D. Lange, T. Akiyama, C. Hagleitner, A. Tonin und u. a., „Parallel scanning AFM with on-chip circuitry in CMOS technology“, *Micro Electro Mechanical Systems*, (MEMS '99), IEEE, 1999, pp. 447-452.
- [85] T. Itoh, C. Lee und T. Suga, „Deflection detection and feedback actuation using a self-excited piezoelectric Pb (Zr, Ti) O<sub>3</sub> microcantilever for dynamic scanning force microscopy“, *Applied physics letters*, 69, 2036-2038. 1996.
- [86] S. Alexander und u. a., „An atomic-resolution atomic-force microscope implemented using an optical lever“, *J. Appl. Phys.*, 65, 164–167 (1989).
- [87] T. Gotszalk, T. Ivanov und I. W. Rangelow, „Parallel SPM cantilever arrays for large area surface metrology and lithography“, *Proc. of SPIE*, Vol. 9050 90500W-1, 2014.

- [88] P. Maivald und u. a., „Using force modulation to image surface elasticities with the atomic force microscope,“ *Nanotechnology*, 2, 103–106 (1991).
- [89] M. Radmacher und u. a., „From molecules to cells: Imaging soft samples with the atomic force microscope,“ *Science*, 257, 1900–1905 (1992).
- [90] R. Garcia und A. San Paulo, „Attractive and repulsive tip-sample interaction regimes in tapping-mode atomic force microscopy,“ *Physical Review*, Volume 60, Number 7 15 August 1999.
- [91] A. San Paulo und R. Garcia, „High-Resolution Imaging of Antibodies by Tapping-Mode Atomic Force Microscopy: Attractive and Repulsive Tip-Sample Interaction Regimes,“ *Biophysical Journal*, Volume 78 March 2000.
- [92] J. Müller und Y. Dufrene, „Atomic force microscopy as a multifunctional molecular toolbox in nanobiotechnology,“ *Nat. Nanotechnol.*, 3:261–69, 2008.
- [93] J. Müller, J. Helenius und u. a., „Force probing surfaces of living cells to molecular resolution,“ *Nat. Chem. Biol.*, 5:383–90, 2009.
- [94] T. Ando, T. Uchihashi und N. Kodera, „High-Speed AFM and Applications to Biomolecular Systems,“ *Annu. Rev. Biophys.*, 42:393–414, 2013.
- [95] T. Uchihashi und u. a., „Feed-Forward Compensation for High-Speed Atomic Force Microscopy Imaging of Biomolecules,“ *Japanese Journal of Applied Physics*, Vol. 45, No. 3B, 2006, pp. 1904–1908.
- [96] T. Ando und u. a., „High-speed Atomic Force Microscopy for Capturing Dynamic Behavior of Protein Molecules at Work,“ *e-J. Surf. Sci. Nanotech.*, Vol. 3 (2005) 384-392.
- [97] T. Ando und u. a., „High-speed atomic force microscopy for observing dynamic biomolecular processes,“ *J. Mol. Recognit.*, 20: 448–458, 2007.
- [98] P. K. Hansma, G. Schitter und G. Fantner, „High-Speed Atomic Force Microscopy,“ *Science*, 314:601–602, 2006.
- [99] G. Schitter, „Advanced Mechanical Design and Control Methods for Atomic Force Microscopy in Real-Time,“ *Proceedings of the 2007 American Control Conference*, New York City, USA, July 11-13, 2007.
- [100] S. P. Wadikhaye und u. a., „A novel serial-kinematic AFM scanner: Design and characterization,“ *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 10.1109/IECON.2011.6119287, 2011.
- [101] S. G., „Improving the speed of AFM by mechatronic design and modern control methods,“ *Technisches Messen*, 76(5):266–273, 2009.
- [102] T. Ando, „Control Techniques in High-speed Atomic Force Microscopy,“ 2008 American Control Conference. Westin Seattle Hotel, Seattle, Washington, USA. June 11-13, 2008.

- [103] M. Leitner, G. E. Fantner, E. J. Fantner, K. Ivanova, T. Ivanov, I. W. Rangelow und u. a., „Increased imaging speed and force sensitivity for bio-applications with small cantilevers using a conventional AFM setup,“ *Micron*, Volume 43, Issue 12 (December 2012) Pages 1399-1407.
- [104] D. Y. Abramovitch, „Low Latency Demodulation for Atomic Force Microscopes, Part II: Efficient Calculation of Magnitude and Phase,“ *Preprints of the 18th IFAC World Congress*, Milano (Italy) August 28 - September 2, 2011.
- [105] M. Goldfarb und N. Celanovic, „Modeling piezoelectric stack actuators for control of micromanipulation,“ *IEEE Control Systems Magazine*, 17(3):69–79, 1997.
- [106] D. Croft, G. Shed und S. Devasia, „Creep, hysteresis, and vibration compensation for piezoactuators: Atomic forcemicroscopy applications,“ *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 123:35–43, 2001.
- [107] G. Schitter und A. Stemmer, „Identification and open-loop tracking control of a piezoelectric tube scanner for high-speed scanning-probe microscopy,“ *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 12:449–454, 2004.
- [108] T. Sulchek und u. a., „Characterization and optimization of scan speed for tapping-mode atomic force microscopy,“ *REVIEW OF SCIENTIFIC INSTRUMENTS*, VOLUME 73, NUMBER 8, 2002.
- [109] M. C. Strus, A. Raman, C.-S. Han und C. V. Nguyen, „Imaging artefacts in Atomic Force Microscopy with carbon nanotube tips,“ *Nanotechnology*, vol. 16, no. 11, p. 2482, 2005.
- [110] G. F. Franklin, J. David Powell und M. L. Workman, „Digital control of dynamic systems,“ Addison-Wesley, Menlo Park and Calif, 3rd ed edition, 1998.
- [111] . H. Lutz und W. Wendt, „Taschenbuch der Regelungstechnik,“ Harri Deutsch; Auflage: 6 (Mai 2005).
- [112] Prof. Dr.-Ing. Jens Onno Krah, „Skript zur Vorlesung: Regelungstechnik,“ 25. Februar 2013.
- [113] Y. Hu und Y. Cai, „Multisensor inversion with high-performance FPGA computation,“ *IEEE International Conference, Field-Programmable Technology (FPT)*, 15-17 Dec, 2003, pp. 439 – 442.
- [114] Z. Wang und W. Zhang, „Adaptive active vibration control for a piezoelectric Stewart platform,“ *IEEE International Conference, Intelligent Computing and Intelligent Systems*, 20-22 Nov. 2009, pp.
- [115] D. Etiemble und S. Bouaziz, „Customizing 16-bit floating point instructions on a NIOS II processor for FPGA image and media processing,“ *3rd Workshop, Embedded Systems for Real-Time Multimedia*, 22-23 Sept. 2005, pp. 61 – 66.
- [116] R. Woods, J. McAllister, G. Lightbody und Y. Yi, „FPGA-based Implementation of Signal Processing Systems,“ ISBN: 978-0-470-03009-7, 2008.

- [117] M. WANNEMACHER, „Das FPGA-Kochbuch“ *MITP-Verlag, 1998. – ISBN 3-8266-2712-1.*
- [118] S. Kenneth L., „VHDL for engineers,“ *ISBN-13: 978-0-13-142478-4, 2009.*
- [119] J. O. Hamblen und M. D. Furman, „RAPID PROTOTYPING OF DIGITAL SYSTEMS,“  
Second Edition, A Tutorial Approach, 2002.
- [120] „ISE In-Depth Tutorial,“  
[https://www.xilinx.com/support/documentation/sw\\_manuals/xilinx11/ise11tut.pdf](https://www.xilinx.com/support/documentation/sw_manuals/xilinx11/ise11tut.pdf), UG695 (v  
11.2) June 24, 2009.
- [121] „System Generator for DSP, User Guide,“  
[http://www.xilinx.com/support/documentation/sw\\_manuals/xilinx11/sysgen\\_user.pdf](http://www.xilinx.com/support/documentation/sw_manuals/xilinx11/sysgen_user.pdf), UG640  
(v11.4) December 2, 2009.
- [122] E. Everett und M. Wu, „Introduction to Xilinx system generator,“ *ELEC 433-Spring, 2013.*
- [123] S. Mittal und S. Gupta, „FPGA Implementation of MIMO System using Xilinx System  
Generator for Efficient Hardware/Software co-design“.
- [124] S. T. Pérez und u. a., „Design Methodology with System Generator in Simulink of a FHSS  
Transceiver on FPGA,“ *Applications of MATLAB in Science and Engineering*, Prof. Tadeusz  
Michalowski (Ed.), ISBN: 978-953-307-708-6.
- [125] R. Sulochana , V. Midasala und u. a., „Design and Implementation of FPGA based Low Power  
Digital FIR Filter,“ *Journal of Electronics and Communication Engineering*, volume 4, 2012.
- [126] R. Saroha und S. Dhiman, „Designing and Comparison of FIR Filter using Xilinx System  
Generator,“ *International Journal of Advanced and Innovative Research (IJAIR)*, vol.2, no.8,  
pp.207-210, 2013.
- [127] H. V. Dixit und V. Gupta, „IIR filters using Xilinx System Generator for FPGA  
Implementation,“ *International Journal of Engineering Research and Applications (IJERA)* ,  
Vol. 2, Issue 5, September-October 2012, pp.303-307.
- [128] R. Esposito, „Digital signal processing : A hardware based approach“ *proc of the 2007 middle  
Atlantic section fall conference of the American society for engineering education..*
- [129] S. Areibi, „Tutorial - Using Xilinx System Generator 14.6 for Co-Simulation on Digilent  
NEXYS3 (Spartan-6) Board,“ February 24, 2015.
- [130] S. W. Smith, „The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing,“ *San Diego,  
California Second Edition, 1999.*
- [131] M. Seifart und H. Beikirch, „Digitale Schaltungen,“ 5. Auflage. Technik, 1998, ISBN 3-341-  
01198-6..
- [132] D. C. von Grünigen, Digitale Signalverarbeitung, München: 5., neu bearbeitete Auflage, 2014.

- [133] K. Janschek, „Systementwurf mechatronischer Systeme,“ *Springer-Verlag-Berlin Heidelberg*, ISBN 978-3-540-78876-8, 2010.
- [134] XILINX, „Xilinx Timing Constraints User Guide,“  
[https://www.xilinx.com/support/documentation/sw\\_manuals/xilinx11/ug612.pdf](https://www.xilinx.com/support/documentation/sw_manuals/xilinx11/ug612.pdf), UG612 (v 11.1.1) April 29, 2009.
- [135] A. Shaw und M. Ahmed, „Pipelined recursive digital filters: a general look-ahead scheme and optimal approximation,“ *IEEE Trans. on Circuits and Systems II: Analog & Digital Signal Processing*, vol. 46, no. 11, pp. 1415– 1420, Nov. 1999.
- [136] S. Kuiper und G. Schitter, „Model-based feedback controller design for dual actuated atomic force microscopy,“ *Mechatronics*, (in press), 2011.
- [137] S. Kuiper, P. Van den Hof und G. Schitter, „Towards integrated design of a robust feedback controller and topography estimator for atomic force microscopy,“ *In Proceedings of the 18th IFACWorld Congress*, Milan, Italy, pages 12709–12714, 2011.
- [138] G. Schitter und u. a., „High performance feedback for fast scanning atomic force microscopes,“ *Review of Scientific Instruments*, 72:3320, 2001.
- [139] A. J. Fleming, „Time-domain adaptive feed-forward control of nanopositioning systems with periodic inputs,“ *In Proceedings of the 2009 American Control Conference*, St Louis, USA, pages 1676–1681. IEEE, 2009.
- [140] J. Onno Krah, „Digitale Signalverarbeitung mit FPGA,“ Skript zur Vorlesung von Prof. Dr.-Ing. Jens Onno Krah, 2014.
- [141] D. Croft und S. Devasia, „Vibration compensation for high speed scanning tunneling microscopy,“ *Review of Scientific Instruments*, 70:4600–4605, 1999.
- [142] A. J. Fleming und S. Moheimani, „Sensorless vibration suppression and scan compensation for piezoelectric tube nanopositioners,“ *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 14:33–44, 2006.
- [143] M. Ratnam und u. a., „PPF Control of a Piezoelectric Tube Scanner,“ in *Proceedings of the 44th IEEE Conference on Decision and Control, and the European Control Conference 2005*, Seville, Spain, December 12-15, 2005.
- [144] Y. Mohammad, MEMS Linear and Nonlinear Statics and Dynamics, ISBN: 978-1-4419-6019-1, 2011.
- [145] E. Coelingh und u. a., „Assessment of Mechatronic System Performance at an Early Design Stage,“ *IEEE/ASME TRANSACTIONS ON MECHATRONICS*, VOL. 7, NO. 3, SEPTEMBER 2002.
- [146] A. PREUMONT, *Twelve Lectures on Structural Dynamics*, University Libre de Bruxelles: Springer.



- [147] S. K. Das und u. a., „Resonant Controller for Fast Atomic Force Microscopy,“ in *51st IEEE Conference on Decision and Control*, December 10-13, 2012. Maui, Hawaii, USA.
- [148] S. O. J. M., „Posicast Control of Damped Oscillatory Systems,“ *Proc. of the IRE*, pp. 1249-1255, 1957..
- [149] S. N. C. und S. W.P., „Preshaping Command Inputs to Reduce System Vibration,“ *ASME, J. of Dynamic Systems, Measurement and Control*, Vol. 112, pp. 76-82, 1990.
- [150] S. Gürleyük, Ö. Bahadır, Y. Türkkan und a. H. Üşenti, „Improved three-step input shaping control of crane system,“ *WSEAS Trans. Syst.*, vol. 7, no. 6, pp. 652–661, 2008.
- [151] J. Dieulot und I. Thimoumi, „Numerical aspects and performances of trajectory planning methods of flexible axes,“ *International Journal of Computers, Communications & Control*, vol. I, no. 4, pp. 35–44, 2006.
- [152] G. Mimmi, C. Rottenbacher und G. Bonandrini, „Theoretical and experimental sensitivity analysis of extra insensitive input shapers applied to open loop control of flexible arm,“ *Int. J. Mech. Mater. Des.*, vol. 5, no. 1, pp. 61–77, 2009.
- [153] W. Singhose und u. a., „Comparison of Command Shaping Methods for Reducing Residual Vibration,“ *Proceedings of the 1995 European Control Conference*.
- [154] XILINX:, „LogiCORE IP DDS Compiler v4.0“,“  
[http://www.xilinx.com/support/documentation/ip\\_documentation/dds\\_ds558.pdf](http://www.xilinx.com/support/documentation/ip_documentation/dds_ds558.pdf), 2011.
- [155] XILINX:, „LogiCORE IP CORDIC v5.0“,“  
[http://www.xilinx.com/support/documentation/ip\\_documentation/cordic/v5\\_0/ds858\\_cordic.pdf](http://www.xilinx.com/support/documentation/ip_documentation/cordic/v5_0/ds858_cordic.pdf), 2011.
- [156] K. Ivanova und u. a., „Scanning proximal probes for parallel imaging and lithography,“ *Journal of Vacuum Science & Technology B Microelectronics and Nanometer Structures*, B 26(6), Nov/Dec 2008, pp. 2367-2373.
- [157] Y. Sarov und u. a., „Controllable off-plane deflection of cantilevers for multiple scanning proximity probe arrays,“ *Applied Physics A - Materials Science & Processing*, 9. May 2008, Volume 92, Issue 3, pp. 525-530.
- [158] A. Frank und u. a., „SPICE and FEM based design of self-actuated piezoresistive cantilever arrays for parallel imaging,“ *International Workshop on Nanomechanical Cantilever Sensors 2008*, Mainz, Germany, May 19-21, 2008.
- [159] Y. Sarov und u. a., „Parallel proximal probe arrays with vertical interconnections,“ *Journal of Vacuum Science & Technology B Microelectronics and Nanometer Structures*, B27(6), Nov/Dec 2009; 1071-1023/2009/27(6)/3132/7/.
- [160] Y. Sarov und u. a., „New generation cantilever arrays with vertical interconnections for large-scale parallel proximity surface scanning,“ *proceedings of the 54th IWK (Internationales*

Wissenschaftliches Kolloquium), Workshop "PRONANO" Edited P. Scharff, TU-Ilmenau, 10. Sept. 2009 (2009) 1-15.

- [161] A. Ahmad und u. a., „Large area fast-AFM scanning with active "Quattro" cantilever arrays,“ *Journal of Vacuum Science & Technology*, B34, 06KM03 (2016); doi: 10.1116/1.4967159.
- [162] M. Zielony und u. a., „Large Area Surface Measurements using PRONANO Array Cantilevers,“ in *PRONANO- Proceedings of the Integrated Project on Massively Parallel Intelligent Cantilever Probe Platforms for Nanoscale Analysis and Synthesis* (Ed. Th. Sulzbach, I.W. Rangelow), ISBN 978-386991-177-9, Verlagshaus Monsenstein und Vannerdat OHG Muenste, (2010) 273-278.
- [163] P. Zawierucha und u. a., „Measurement and Control System for PRONANO 1D Cantilever Arrays,“ in *PRONANO- Proceedings of the Integrated Project on Massively Parallel Intelligent Cantilever Probe Platforms for Nanoscale Analysis and Synthesis* (Ed. Th. Sulzbach, I.W. Rangelow), ISBN 978-386991-177-9, Verlagshaus Monsenstein und Vannerdat OHG Muenste, (2010) 209-215.
- [164] A. Frank und u. a., „Parallel Cantilever Systems for Scanning and Analysis,“ *Sensoren und Messsysteme 2010*, ISBN 978-3-8007-3260-9, VDE Verlag GmbH, Berlin und Offenbach, pp.334-338.
- [165] A. Ahmad, A. Schuh und I. W. Rangelow, „Adaptive AFM scan speed control for high aspect ratio fast structure tracking,“ *Review of Scientific Instruments*, 85, 103706 (2014); doi: 10.1063/1.4897141.
- [166] M. Diehl, „Skript zur Vorlesung Systemtheorie und Regelungstechnik 1“, *Universität Freiburg*, 19. August 2014
- [167] Prof. W. Schumacher, Prof. W. Leonhard „Grundlagen der Regelungstechnik“, *Technische Universität Braunschweig*, Vorlesungsskript Stand: 17.10.2001.
- [168] G.E. Fantner, D.J. Burns, A.M. Belcher, I.W. Rangelow, K. Youcef-Toumi, „DMCMN: In Depth Characterization and Control of AFM Cantilevers with Integrated Sensing and Actuation,“ *J. Dyn. Syst. Meas. Control.* 2009;131 doi: 10.1115/1.4000378.

## Abkürzungsverzeichnis

<b>AC</b>	Wechselspannung
<b>ADC</b>	analog-to-digital converter (Digital-Analog-Wandler)
<b>AFM</b>	atomic force microscopy
<b>AM</b>	Amplitudenmodulation
<b>AM-AFM</b>	Amplitudenmodulation atomic force microscopy
<b>CLB</b>	Configurable Logic Block (konfigurierbaren Logikblock)
<b>CORDIC</b>	Coordinate Rotation Digital Computer
<b>DAC</b>	digital-to- analog converter (Analog-Digital-Wandler)
<b>DC</b>	Gleichspannung
<b>DDR RAM</b>	Double Data Rate Random Access Memory
<b>DDS</b>	Direct Digital Synthesis
<b>DMS</b>	Dehnungsmessstreifen
<b>DSP</b>	digital signal processor
<b>EI</b>	Extra-Insensitive
<b><i>FDATool</i></b>	Filter Design and Analysis Tool
<b>FSM</b>	Finite State Machine
<b>FIR-Filter</b>	finite Impulse Response filter
<b>FM</b>	Frequency modulation
<b>FM-AFM</b>	Frequency modulation atomic force microscopy
<b>FPGA</b>	Field Programmable Gate Array
<b>HDL</b>	Hardware Description Languages
<b>HW-SW</b>	Hardware-Software
<b>IC</b>	integrierten Schaltung
<b>IIR-Filter</b>	Infinite Impulse Response filter
<b>ISE</b>	Integrated System Environment

<b>JTAG</b>	Joint Test Action Group
<b>KLG</b>	Konstante lineare Geschwindigkeit
<b>KV</b>	Karnaugh-Veitch
<b>KWG</b>	Konstante Winkel-Geschwindigkeit
<b>LTI</b>	Lineares zeitinvariantes
<b>MATLAB</b>	Matrix Laboratory
<b>MDF</b>	Masse-Feder-Dämpfer
<b>NRT</b>	Nicht-rekursiven Teil
<b>PC</b>	Personal Computer
<b>PID</b>	Proportional Integral Differential
<b>R-Verhalten</b>	Resonanz-Verhalten
<b>RA-Verhalten</b>	Resonanz/Anti-Resonanzfrequenz-Verhalten
<b>RMS</b>	Root Mean Square
<b>RT</b>	Rekursiven Teil
<b>s-Bereich</b>	Laplace-Bereich
<b>SNR</b>	Signal-to-Noise Ratio
<b>TMA</b>	Thermomechanischer Aktuator
<b>TPF</b>	Tiefpassfilter
<b>USB</b>	Universal Serial Bus
<b>XSG</b>	Xilinx System Generator
<b>VHDL</b>	VHSIC (Very High Speed Integrated Circuit) Hardware Description Language
<b>ZV</b>	Zero Vibration
<b>ZVD</b>	Zero Vibration und Derivative

## Abbildungsverzeichnis

Abb. 2-1: AFM Betriebsmodi im Lennard-Jones-Potential. ....	10
Abb. 2-2: SEM-Bild des aktiven Cantilevers .....	13
Abb. 2-3: (a) ist ein aktiver Cantilever und seine Verbindungen zu elektronischen Komponenten. (b) ist der Amplitudengang des Cantilevers, der mehr als 10 Resonanz-Modi zeigt. ....	14
Abb. 2-4: Vereinfachtes Diagramm des AM-AFM-Systems mit dem piezoresistiven Cantilever. ....	15
Abb. 2-5: Die gemessene Amplitude-Abstand-Kurve (a) und die gemessene Phase-Abstand-Kurve (b). ....	17
Abb. 2-6: Die gemessene Amplitude-/Phase-Abstand-Kurve (a,b) und die AM-AFM-Bilder für eine leere Silizium-Oberfläche (c ,d, e, f). Sollwert A ist innerhalb des bistabilen Bereichs ausgewählt. Sollwert B ist außerhalb des bistabilen Bereichs ausgewählt. (c) und (d) sind die Topographie- und Phase-Bilder, die mit dem Sollwert A aufgenommen werden, das Topographie-Bild (c) zeigt unrealen Sprüngen (3,7 nm hoch), und das Phase-Bild (d) zeigt unrealen Sprüngen (48°). (e) und (f) sind die Topographie- und Phase-Bilder, die mit dem Sollwert B aufgenommen werden, diese Bilder zeigen keine un reale Sprüngen. Das Phase-Bild (f) hat einen konstanten Wert (-30°), der dem Amplitudensollwert B (0,6 V) entspricht. ....	19
Abb. 2-7: FPGA-Schicht des AFM-Systems (die roten Blöcke sind nicht Bestandteil dieser Arbeit). ....	25
Abb. 2-8: FPGA-Module mit Spartan-3A DSP FPGA von Trenz Electronic. ....	25
Abb. 2-9: Verfahren des Entwurfs und der Implementierung der Regelungsmodelle auf FPGA. ....	27
Abb. 3-1: Die Struktur des IIR-Filters erster Ordnung. NRT: nichtrekursiver Teil, RT: rekursiver Teil, R1: Verzögerungselement (Register). ....	30
Abb. 3-2: Einfügen von Pipeline-Registern im rekursiven und nichtrekursiven Pfad des Filters. ....	31
Abb. 3-3: Einfügen von Pipeline-Registern im nichtrekursiven Pfad des Filters. ....	31
Abb. 3-4: Einfügen von Pipeline-Registern im rekursiven Pfad des Filters. ....	32
Abb. 3-5: Pipeline-Doppelrate-Struktur für die IIR-Filter mit hohem Durchsatz. ....	33
Abb. 3-6: Das verwendete <i>Festkomma</i> -Format bei der Implementierung der Pipeline-Doppelrate-Struktur des IIR-Filters. ....	34
Abb. 3-7: Die Pipeline-Doppelrate-Struktur des IIR-Hochpassfilters erster Ordnung mit hohem Durchsatz. KRP: Der kritische rekursive Pfad, der fünf Takt-Verzögerungen hat. ....	35

Abb. 3-8: Reduzierung den FPGA- Ressourcen durch die Verwendung der von mir genannten „Karussell-Struktur“.....	36
Abb. 3-9: Die Pipeline-Doppelrate-Struktur des IIR-Notchfilters mit hohem Durchsatz. KRP: Der kritische rekursive Pfad, der sieben Takt-Verzögerungen hat.....	37
Abb. 3-10: Verschiedene Einstellungsmöglichkeiten des Notch/Peak-Filters.....	38
Abb. 4-1: Annäherungsprozess, (A): Annäherungsanfang (erste Phase), (B): Anfang der zweiten Phase, (C): Ende der Annäherung, (a): Ausdehnung des Z-Piezoaktuators, (b): Spitze-Oberfläche-Abstand, (c): Geschwindigkeit des DC-Motors, (d): Schwingungsamplitude des Cantilevers.....	45
Abb. 5-1: Hysterese-Abhängigkeit der Offsetspannung.....	48
Abb. 5-2: Normierung der Hysteresekurven (von Abb. 5-1) in Bezug sowohl auf die maximale Ansteuerspannung des X-Piezoaktuators als auch auf die maximale Spannung des DMS-Sensors. ...	48
Abb. 5-3: Hysterese-Abhängigkeit vom Scanbereich. ....	49
Abb. 5-4: Normierung der Hysteresekurven (von Abb. 5-3 ) in Bezug sowohl auf die maximale Ansteuerspannung des X-Piezoaktuators als auch auf die maximale Spannung des DMS-Sensors. ...	50
Abb. 5-5: Die normierten Kurven der Anstiegsphase der Hysterese (a) und ihre Spiegelung (b). ....	51
Abb. 5-6: Polynom dritten Grades zum Kompensieren der Anstiegsphase der Hysterese. ....	51
Abb. 5-7: Die normierten Kurven der absteigenden Phase (a) der Hysterese und ihre Spiegelungen (b). ....	52
Abb. 5-8: Die Ausgleichspolynome der gespiegelten absteigenden Phasen der normierten Hysteresekurve. ....	53
Abb. 5-9: Abhängigkeit der Koeffizienten $b_3$ (rot) und $b_2$ (blau) vom Scanbereich. ....	55
Abb. 5-10: Das Diagramm des Hysterese-Kompensators in der X-Richtung. ....	55
Abb. 5-11: Topographie-Bilder, ohne Hysterese-Kompensator (links), mit Hysterese-Kompensator (rechts).....	57
Abb. 5-12: Die Profile von den AFM-Bilder der Abb. 5-11, wobei die Positionen dieser Profile durch die blauen Linien in der Abb. 5-11 angezeigt werden.....	58
Abb. 5-13: Hysterese-Charakterisierung vom AFM-Amplitude-Bild. (a) sind Amplitude-Bilder. ...	60
Abb. 5-14: Gemessene Hysterese-Kurve vom AFM-Amplitude-Bild. ....	61
Abb. 5-15: Vergleich zwischen der sensorbasierten und AFM-Bildbasierten Methode zum Erhalten der normierten Hysterese-Kurve. ....	61
Abb. 5-16: Das vereinfachte Diagramm der Rückkopplungsschleife für das Kompensieren der Hysterese in X- und Y-Richtung .....	62

Abb. 5-17: Die Topographie-Bild (a) und das Profil (c) ohne Hysterese-Kompensator. Die Topographie-Bild (b) und das Profil (d) mit Hysterese-Kompensator durch Verwendung der geschlossenen Regelschleife. Die Positionen der Profile werden durch die blauen Linien angezeigt. ....	64
Abb. 5-18: Topographie –Bild ohne Hysterese-Kompensator (a), nur mit Entkoppler (b) und mit Entkoppler und Hysterese-Kompensator (c). ....	64
Abb. 5-19: Vergleich zwischen Vorwärts- und Rückkoppelungsregelung für das Hysterese-Kompensieren, (a, d): Die Bandbreite des Rückkoppelungsreglers ist 2kHz (1 nm Rauschen), (b, e) Die Bandbreite des Rückkoppelungsreglers ist 400 Hz (0.4 nm Rauschen), (c, f): Verwendung des Vorwärtsreglers (0.2 nm Rauschen). ....	65
Abb. 5-20: Der Frequenzgang des Scanners zeigt ein Resonanz- und Resonanz/Antiresonanz-Verhalten. ....	68
Abb. 5-21: Amplitudengang des Masse-Feder-Dämpfer-Systems. ....	69
Abb. 5-22: Frequenzgang des RA-Resonanzes für $b < 1$ . ....	71
Abb. 5-23: Frequenzgang der RA-Resonanz für $b > 1$ . ....	71
Abb. 5-24: Frequenzgang des Scanners ohne Kompensator (blau) und mit der Verwendung von zwei Kompensatoren (grün). Frequenzgang des $(C_1(z) \cdot C_2(z))$ wird mit der rote Farbe gezeigt. ....	76
Abb. 5-25: Verhalten des Scanners im Zeitbereich bei der Ansteuerung mit einem Dreiecksignal. ...	77
Abb. 5-26: Verhalten des Scanners im Frequenzbereich bei der Ansteuerung mit einem Dreiecksignal. Die Harmonische-Nummer 11 (1100 Hz) des Dreiecksignals bekommt die größte Verstärkung, da sie der Resonanzfrequenz des Scanners (1 kHz) am nächsten ist. ....	77
Abb. 5-27: Effekt der lateralen Schwingung auf dem AFM-Bild. (a): Vorwärtsscan, (b) Rückwärtsscan. Die Scangeschwindigkeit ist 100 Line/sec. ....	78
Abb. 5-28: Anwendung des Input-Shapers auf das Scan-Signal in x-Richtung. $x'(t)$ ist das neue Trajektorie-Signal in der X-Richtung. ....	81
Abb. 5-29: Die Harmonische des Eingangs des Input-Shapers (a), das Input-Shaper (b) und die Harmonische des Ausgangs des Shapers (c). $\omega_r = 2\pi f_r$ und $d$ sind jeweils die Resonanzfrequenz und der Dämpfungsgrad des Scanners. ....	81
Abb. 5-30: Antwort des Scanners auf das vorgefilterte Signal mit Verwendung des Input-Shapers. ...	82
Abb. 5-31: (a) ist AFM-Bild mit Verwendung des Input-Shapers, keine laterale Schwingung ist entstanden. (b) ist ein AFM-Bild unter Verwendung des normalen Dreiecksignals $x(t)$ (oberer Bildteil) und unter Verwendung des geformten Dreiecksignals $x'(t)$ (unterer Bildteil). ....	82
Abb. 5-32: Lineare Verteilung (a) und nicht-lineare Verteilung (b) den AFM-Bildpixeln. ....	83

Abb. 5-33: Scannen in X-Richtung mit Dreiecksignal (a) und mit Sinussignal (b). Kombination des Sinus-Scannens mit der adaptiven Scangeschwindigkeit (c). Die Scangeschwindigkeit ist 50 Zeilen/s.	84
Abb. 5-34: Verwendung des Phasenkorrekturs zum Beheben der Verschiebung zwischen Vorwärts- und Rückwärtsscannen.	84
Abb. 5-35: $x(t)$ und $y(t)$ Signale für das Spiral-Scannen mit einer konstanten linearen Geschwindigkeit.	87
Abb. 5-36: (a) sind die Signale des Hybrid-Spiral-Scannens, A: konstante lineare Geschwindigkeit, B: konstante Winkel-Geschwindigkeit. (b): Pixel-Verteilung.	88
Abb. 5-37: Topographie-Bilder, die mit der Verwendung des Spiral-Scannens aufgenommen wurden, die Scangeschwindigkeit ist 40 Zeilen/s (a) und 128 Zeilen/s (1 Bild/s) (b).	89
Abb. 5-38: Rotation des Scannens, $x(t)$ und $y(t)$ sind die Orientierungsachsen des Scanners, $x'(t)$ und $y'(t)$ sind die Bewegungsachsen.	89
Abb. 5-39: Das AFM-Bild wurde mit der Geschwindigkeit 500 Zeilen/sec gescannt. $x$ und $y$ sind die Orientierungsachsen des Scanners. Die schnelle Scanrichtung ist parallel zu den gescannten Streifen ( $x'$ Achse). Die Streifen sind 200nm hoch.	90
Abb. 6-1: Die vereinfachte Rückkopplungsschleife in der Z-Richtung des AM-AFM-Systems mit aktivem Cantilever.	93
Abb. 6-2: Die Operation des Standard-Lock-In-Verstärkers in der Frequenzdomäne ( $\omega = \omega_0$ ); (a): Vor dem Mischer (Multiplizierer), (b): nach dem Mischer, (c): nach dem Tiefpassfilter.	95
Abb. 6-3: Das Blockdiagramm des Standard-Lock-In-Verstärkers.	96
Abb. 6-4: Charakterisierung des Lock-Ins.	96
Abb. 6-5: Charakterisierung des Lock-Ins mit verschiedenen Zeitkonstanten.	97
Abb. 6-6: Verhalten des Lock-Ins im Zeitbereich. Blau: das Eingangssignal des Lock-Ins. Rot: die detektierte Amplitude am Ausgang des Lock-Ins. Die Grenzfrequenz des Tiefpassfilters ist 50 kHz (a), 7 kHz (b) und 5 kHz (c).	98
Abb. 6-7: Topographie-Bild einer Kalibrierungsprobe, (a): das Bild wurde mit einer niedrigen Bandbreite des Lock-Ins gemacht, (b): die Bandbreite des PID-Reglers wurde erhöht, (c): die Bandbreite des Lock-Ins wurde erhöht, (d): die Profile der Bilder (a), (b) und (c).	99
Abb. 6-8: Das Blockdiagramm des schnellen Lock-In-Verstärkers. Das Input-Shaper $g(t)$ .	100
Abb. 6-9: Die Operation des schnellen Lock-In-Verstärkers in der Frequenzdomäne ( $\omega = \omega_0$ ); (a): vor dem Mischer (Multiplizierer), (b): nach dem Mischer, (c) nach dem Shaper, (d): nach dem Tiefpassfilter. Die Grenzfrequenz des Filters $\omega_g$ kann bis $\omega_0$ erhöht werden.	101
Abb. 6-10: Verhalten des Standard-Lock-In (a) und schnellen Lock-In (b) im Zeitbereich. Blau: das Eingangssignal des Lock-Ins. Rot: die detektierte Amplitude am Ausgang des Lock-Ins. Die	



Grenzfrequenz des Tiefpassfilters beträgt 4 kHz (a). Die beiden Lock-In zeigen die gleiche Performance.....	102
Abb. 6-11: Verhalten des Standard-Lock-In (a,b) und schnellen Lock-In (c,d) im Zeitbereich. Blau: das Eingangssignal des Lock-In. Rot: die detektierte Amplitude (a,c) und Phase (b,d) am Ausgang des Lock-In. Die Grenzfrequenz des Tiefpassfilters beträgt 50 kHz (a,b). ....	102
Abb. 6-12: Die Operation des Standard-Lock-In-Verstärkers in der Frequenzdomäne ( $\omega = \omega_0$ ) beim Detektieren der Auslenkung des selbst aktuierten Cantilevers; (a): Vor dem Mischer, (b): nach dem Mischer, (c): nach dem Tiefpassfilter.....	104
Abb. 6-13: Das Blockdiagramm des schnellen Lock-In-Verstärkers mit zwei „Input-Shapers“ $g(t)$ und $g_1(t)$ .....	106
Abb. 6-14: Die Operation des schnellen Lock-In-Verstärkers mit zwei „Input-Shapers in der Frequenzdomäne ( $\omega = \omega_0$ ) . Die Grenzfrequenz des Filters $\omega_g$ kann bis $\omega_0$ erhöht werden. ....	107
Abb. 6-15: Der gemessene Amplitudengang des Cantilevers mittels des Standard- (rot) und schnellen- Lock-Ins (blau) für verschiedene Grenzfrequenzen des Lock-In-Filters $f_g$ . (Für eine deutliche Anzeige wurden die blauen Kurven in den vertikalen Achsen verschoben). ....	108
Abb. 6-16: Ermittlung der Schwingungsamplitude des Cantilevers, (a): $g(t)$ und $g_1(t)$ sind deaktiviert, (b): nur $g(t)$ ist aktiviert, (c): $g(t)$ und $g_1(t)$ sind aktiviert. ....	109
Abb. 6-17: Die Operation des Lock-In-Verstärkers in der Frequenzdomäne ( $\omega = \omega_0$ ) beim Detektieren der Auslenkung des selbst aktuierten piezoresistiven Cantilevers. Die roten Pfeile sind die „Cross-Talk“-Anteile zwischen dem thermischen Aktuator und dem piezoresistiven Sensor...	110
Abb. 6-18: Der gemessene Amplitudengang des Cantilevers bei der Existenz von „Cross-Talk“ zwischen dem thermischen Aktuator und dem piezoresistiven Sensor. ....	111
Abb. 6-19: Diagramm des schnellen Lock-Ins, Anregung des Cantilevers mit seiner Resonanzfrequenz (Zustand 1) und mit der Hälfte seiner Resonanzfrequenz (Zustand 2). TMA: Thermomechanischer Aktuator. ....	113
Abb. 6-20: Die Operation des Standard- und schnellen Lock-In-Verstärkers in der Frequenzdomäne (Anregungsfrequenz = $\omega_0/2$ ).....	113
Abb. 6-21: Der gemessene Amplitudengang des Cantilevers mittels des Standard- (blau) und schnellen Lock-Ins (rot/Punkte). Die Anregungsfrequenz des Cantilevers ist immer die Hälfte der Messungsfrequenz der Schwingungsamplitude. Die rote Kurve wurde nach oben verschoben, um sichtbar zu sein. ....	114
Abb. 6-22: Die detektierte Schwingungsamplitude des mit Hälfte seiner Resonanzfrequenz angeregten Cantilevers, (a): Die beiden „Input-Shaper“ $g(t)$ und $g_2(t)$ sind deaktiviert, (b): Nur $g(t)$ ist aktiv, (c): “ $g(t)$ und $g_2(t)$ beiden sind aktiv.....	115
Abb. 6-23: Der gemessene Amplitudengang des Cantilevers, blau/Sterne: Die Normale Methode, grün/Punkte: Die Hälfte-Frequenz-Methode.....	115

Abb. 6-24: Detailliertes Blockdiagramm der Rückkopplungsschleife des AM-AFM in Z-Richtung.	119
Abb. 6-25: Der offene Schleife-Modus des Z-Scanners ohne Verwendung der Kompensatoren $C_1(s)$ und/oder $C_2(s)$ .	120
Abb. 6-26: Der offene Schleife-Modus des Z-Scanners mit Verwendung der Kompensatoren ( $C_1(s)$ und/oder $C_2(s)$ ) („Feedforward“).	120
Abb. 6-27: Der geschlossene Schleifen-Modus ohne Verwendung der Kompensatoren ( $C_1(s)$ und/oder $C_2(s)$ ) („Feedback-Modus“).	121
Abb. 6-28: Der geschlossene Schleifen-Modus mit Verwendung der Kompensatoren ( $C_1(s)$ und/oder $C_2(s)$ ) („Feedforward“ + „Feedback“-Modus).	121
Abb. 6-29: Blockdiagramm von der Rückkopplungsschleife des AM-AFM in Z-Richtung mit Ersatzübertragungsfunktion der Z-Scanner-Rückkopplungsschleife.	122
Abb. 6-30: Der geschlossenen AFM-Schleife. $PI_1$ ist Abstandsregler, und $G_A$ ist die Ersatzübertragungsfunktion der offenen Schleife des AFM-Systems.	124
Abb. 6-31: (a) ist das AFM-Bild ohne Verwendung des Resonanz-Dämpfers, (b) ist das Profil. Die Scangeschwindigkeit ist 20 Zeilen/sec.	126
Abb. 6-32: (a) Schwingungen als Folge der Erhöhung der Integralverstärkung in einem Versuch zur Beschleunigung der AFM-Abbildung, (b) resultierendes Topographie-Bild durch Verwendung des Resonanz-Dämpfers. (c, d) Die Profile der Abbildungen in (a) und (b).	127
Abb. 6-33: Die maximale erreichbare Scangeschwindigkeit (80 Zeilen/sec) durch Verwendung des Resonanz-Dämpfers.	128
Abb. 7-1: AFM-Setup in Z-Richtung bei der Verwendung des TMA für das Topographie-Verfolgen.	130
Abb. 7-2: Topographie-Bild einer Standard-Kalibrierungsprobe. Das Bild wurde mit einer Scangeschwindigkeit von 25 Zeilen/s und der Auflösung 256x256 gescannt. Für die Topographie-Verfolgung wurde kein Z-Piezoaktuator, sondern die DC-Erregung des Cantilevers verwendet.	131
Abb. 7-3: HOPG-AFM-Bild. Die einzelnen Stufen von ca. 0.34 nm sind sichtbar.	132
Abb. 7-4: SEM-Bild des aktiven Cantilever-Arrays.	133
Abb. 7-5: Die experimentellen vier Cantilever-Array-Setups.	133
Abb. 7-6: Rückkopplungsschleifen in der Z-Richtung für das aktive Cantilever-Array.	134
Abb. 7-7: Vier Topographie-Bilder, die gleichzeitig mit dem 4-Cantilever-AFM-System aufgenommen wurden.	135
Abb. 7-8: Überlappung der Topographie-Bilder des aktiven Cantilever-Array.	136

Abb. 7-9: Angelegte Spannung an das Heizelement (a), Auslenkung des Cantilevers (b). Das Messgerät ist ein Interferometer der SIOS GmbH, Deutschland. Die Reaktionszeit ist etwa 3.3 msec.	137
Abb. 7-10: Der gemessene Frequenzgang des Cantilevers. Das Messgerät ist ein Interferometer der SIOS GmbH, Deutschland.	137
Abb. 7-11: Der simulierte Frequenzgang des Cantilevers.	138
Abb. 7-12: Position des Kompensators bei der Verwendung des TMA für das Topographie-Verfolgen.	138
Abb. 7-13: Struktur des Kompensators.	140
Abb. 7-14: Der Frequenzgang des Cantilevers (blau), der Frequenzgang des Kompensators (grün) und der Frequenzgang des kompensierten Cantilevers (rot).	141
Abb. 7-15: (a): Ansteuerungsspannung (grün) und Ausgang des Kompensators (blau) (Angelegte Spannung an das Heizelement). (b): Auslenkung des Cantilevers. Das Messgerät ist ein Interferometer der SIOS GmbH, Deutschland. Die Reaktionszeit ist etwa 0.65 msec.	141
Abb. 7-16: Topographie-Bild einer Standard-Kalibrierungsprobe (20 nm Hoch); die Scangeschwindigkeit ist 30 Zeilen/s. (a): Ohne Kompensator, (b): Mit Kompensator.	142
Abb. 8-1: Die Profile der Regelabweichung über eine Zeile stellt die negative und positive Sättigung dar ( $\pm 60$ nm)	144
Abb. 8-2: AFM-Setup erweitert durch den adaptiven Regler, der durch die grauen und gestrichelten Linien angedeutet ist. Steuerungssignale der Bild-Speicherung: pn: Pixel-Nummer, zn: Zeilen-Nummer, srx: X-Scanrichtung, sry: Y-Scanrichtung, ze: Zeilenende, fe: Frame-Ende.	147
Abb. 8-3: Topographie-Bilder der SiO <sub>2</sub> -Struktur (50 nm hoch), mit (a) und ohne (b) der Verwendung des adaptiven Scangeschwindigkeitsreglers. Der Scan-Bereich ist 10 x 10 $\mu$ m und die Scangeschwindigkeit beträgt 30 Zeilen/s. (c) zeigt die Profile zum Vergleich der beiden Fälle.	147
Abb. 8-4: (a) Topographie-Bild zeigt unscharfe Stufen wegen der Fehler-Sättigung, (b) Schwingungen als Folge der Erhöhung der Integralverstärkung in einem Versuch zur Beschleunigung der AFM-Abbildung, (c) resultierendes Topographie-Bild bei Verwendung des adaptiven Scangeschwindigkeit-Controllers. (d) Die Profile der Abbildungen in (a) bis (c): Die grün gestrichelte, die rot gestrichelte und die blaue Kurve bezeichnen jeweils die Teil-Abbildungen (a), (b) und (c), wobei die Positionen der Profile durch die Linien angezeigt werden. Die Scangeschwindigkeit betrug 30 Zeilen/s in allen Fällen.	148
Abb. 8-5: (a), (d) und (g) sind Topographie-Bilder, die wegen der Fehler-Sättigung unscharfe Stufen zeigen, die Scangeschwindigkeit ist jeweils 4 Zeilen/s, 50 Zeilen/s und 100 Linien/s. (b), (e) und (h) sind Topographie-Bilder, die mit der Verwendung des adaptiven Geschwindigkeitsreglers aufgenommen wurden. (c), (f) und (i) sind die Profile, die gestrichelten grünen Kurven beziehen sich auf das normale Scannen und die blauen Kurven beziehen sich auf das Scannen mit dem Geschwindigkeitsregler.	150

Abb. 8-6: (a) Soft Imaging ohne und (b) mit dem adaptiven Scan-Geschwindigkeitsregler; (c) ist die Profile, die gestrichelte grüne Kurve bezieht sich auf das normale Scannen und die blaue Kurve bezieht sich auf das adaptive Scannen. Die Scangeschwindigkeit beträgt 20 Zeilen/s. .... 151

## Tabellenverzeichnis

Tabelle 5-1: Die b-Koeffizienten der Ausgleichspolynome für die absteigenden Phasen der normierten Hysterese-Kurve. ....	54
Tabelle 8-1: Zusammenfasst der unterschiedlichen Steigungen und der Verbesserungsverhältnisse. Der große Sollwert wird als GSW angezeigt.....	151

## Publikationen

- (1) Scanning probe-based high-accuracy overlay alignment concept for lithography applications: V. Ishchuk, E. Guliyev, C. Aydogan, I. Buliev, M. Kaestner, Tzv. Ivanov, A. Ahmad, A. Reum, S. Lenk, C. Lenk, N. Nikolov, Th. Glinsner, I. W. Rangelow, Applied Physics A, 123(1), 1–12 (2017). doi:10.1007/s00339-016-0681-8.
- (2) Pattern-generation and pattern-transfer for single-digit nano devices: I.W. Rangelow, A. Ahmad et.al. Journal of Vacuum Science and Technology B34 (6); doi: 10.1116/1.4966556.
- (3) Large area fast-AFM scanning with active "Quattro" cantilever arrays: A.Ahmad, N. Nikolov, T. Angelov, Tzv. Ivanov, A. Reum, I. Atanasov, E. Guliyev, V. Ishchuk, M. Kästner, St. Lenk, C. Lenk, I.W. Rangelow and M. Holz, Journal of Vacuum Science & Technology B34, 06KM03 (2016); doi: 10.1116/1.4967159.
- (4) Six-axis AFM in SEM with self-sensing and self-transduced cantilever for high speed analysis and nanolithography: T. Angelov, A. Ahmad, E. Guliyev, A. Reum, I. Atanasov, Tzv. Ivanov, V. Ishchuk, M. Kästner, Y. Krivoschapkina, St. Lenk, C. Lenk, I.W. Rangelow, M. Holz and N. Nikolov, Journal of Vakuum Science & Technology B34, 06KB01 (2016); doi: 10.1116/1.4964290.
- (5) Fast atomic force microscopy with self-transduced, self-sensing cantilever: A. Ahmad, Tzv. Ivanov, T. Angelov and I.W. Rangelow, Journal of Micro/Nanolith. MEMS MOEMS 14(3) 031209 (Jul-Sep 2015).
- (6) Advanced electric-field scanning probe lithography on molecular resist using active cantilever: M. Kaestner, C. Aydogan, Tzv. Ivanov, St. Lenk, A. Ahmad, T. Angelov, A. Reum, V. Ishchuk, I. Atanasov, Y. Krivoschapkina, M. Hofer, M. Holz and I.W. Rangelow, Journal of Micro/Nanolith. MEMS and MOEMS Vol. 14(3), 031202 (Jul-Sep 2015).
- (7) Self-actuated, self-sensing cantilever for fast CD measurement: A. Ahmad, Tzv. Ivanov, A. Reum, E. Guliyev, T. Angelov, A. Schuh, M. Kaestner, I. Atanasov, M. Hofer, M. Holz and I.W. Rangelow, Proc. SPIE. 9424, Metrology, Inspection and Process Control for Microlithography XXIX, 94240P. doi: 10.1117/12.2085760 (March 19, 2015).

- (8) Scanning probes in nanostructure fabrication:  
M. Kästner, Tzv. Ivanov, A. Schuh, A. Ahmad, T. Angelov, Y. Krivoschapkina, M. Budden, M. Hofer, St. Lenk, J.-P. Zöllner, Ivo W. Rangelow, A. Reum, E. Guliyev, M. Holz and N. Nikolov Journal of Vacuum Science & Technology B Microelectronics and Nanometer Structures B 32, 06F101 (2014); doi: 10.1116/1.4897500.
- (9) Adaptive AFM scan speed control for high aspect ratio fast structure tracking:  
A. Ahmad, A. Schuh and I.W. Rangelow, Review of Scientific Instruments 85, 103706 (2014); doi: 10.1063/1.4897141.
- (10) Fast SPM Scanning Stage:  
E. Guliyev, A. Ahmad, M. Kästner, T. Angelov, S. Lenk, I. Atanasov, N. Nikolov, T. Ivanov, K. Szostak, M. Holz, A. Reum, M. Hofer, K. Nieradka, T. Hrasok, H. Lipowicz, B. Volland, V. Ishchuk, J.-P. Zöllner and I.W. Rangelow, ACTUATOR 2014, 14th International Conference on New Actuators, Bremen, Germany, 23-25 June 2014, S. 589-592.
- (11) Electric field scanning probe lithography on molecular glass resists using self-actuating, self-sensing cantilever:  
M. Kästner, K. Nieradka, Tzv. Ivanov, St. Lenk, Y. Krivoschapkina, A. Ahmad, T. Angelov, E. Guliyev, A. Reum, M. Budden, T. Hrasok, M. Hofer, Ch. Neuber and I.W. Rangelow. Proc. of SPIE Vol. 9049 90490C-1.
- (12) 0.1-nanometer resolution positioning stage for sub-10nm scanning probe lithography:  
N. Vorbringer-Doroshovets, F. Balzer, E. Manske, M. Kaestner, A. Schuh, J.-P. Zoellner, M. Hofer, E. Guliyev, A. Ahmad, Tzv. Ivanov and I.W. Rangelow, Advanced Lithography, Proc. SPIE - Int. Soc. Opt. Eng. 2013, Vol. 8680, 868016-1
- (13) Scanning Probe Lithography approach for beyond CMOS devices:  
Z. Durrani, M. Jones, M. Kaestner, M. Hofer, E. Guliyev, A. Ahmad, Tzv. Ivanov, J.-P. Zoellner and I.W. Rangelow Advanced Lithography, Proc. SPIE - Int. Soc. Opt. Eng. 2013, Vol. 8680, 868017-4.